

Geßner, Mario

Digital Radio Mondiale (DRM)

Hardwareentwurf von Sende- und Empfangs-
schnittstellen auf UKW für PC-Soundkarte

eingereicht als

Bachelorarbeit

an der

Hochschule Mittweida

University of Applied Sciences

Fakultät Informations- & Elektrotechnik

Betreuer: Prof. Dr.-Ing. V. Delport, Dipl.-Ing. Drechsel

Fertiggestellt am: 19. Mai 2009

Bibliografische Angaben

Geßner, Mario:

Digital Radio Mondiale (DRM)

Hardwareentwurf von Sende- und Empfangsschnittstellen auf UKW für PC-Soundkarte

86 Seiten, 58 Abbildungen, 1 Anlage,

Hochschule Mittweida, Fakultät Informationstechnik & Elektrotechnik

Bachelorarbeit, 2009

Inhaltsverzeichnis

Symbolverzeichnis	V
Abbildungsverzeichnis	VII
Tabellenverzeichnis	IX
1 Einleitung	1
1.1 Motivation	1
1.2 Aufgabenstellung	3
1.3 Stand der Technik	3
2 Systemtheoretische Grundlagen	4
2.1 Der Funkkanal	4
2.1.1 Elektromagnetische Wellen	4
2.1.2 Antennen	9
2.1.2.1 Grundlagen	9
2.1.2.2 Eigenschaften von Antennen	10
2.1.3 Wellenausbreitung	14
2.1.3.1 Grundliegende Eigenschaften elektromagnetischer Wellen	15
2.1.3.2 Parameter und-Ausbreitungsbedingungen des Funkkanals	18
2.1.3.3 Wellenausbreitung im Übertragungskanal	20
3 Digital Radio Mondiale Spezifikation	24
3.1 Systemübersicht	24
3.2 Quellencodierung	25
3.3 Übertragungsverfahren und Betriebsarten	27
3.4 Rahmenaufbau, Multiplex	31
3.4.1 Fast Access Channel	32
3.4.2 Service Description Channel	34
3.4.3 Main Service Channel	35
3.5 Kanalkodierung	35
3.6 Weitere Sendeformen und Fähigkeiten von DRM	37
3.7 DRM+	38
4 Konzeptionierung	42

4.1	Software-Defined Radio.....	42
4.2	Übertragungskonzepte	43
4.2.1	Zweiseitenband-Amplitudenmodulation	43
4.2.2	Einseitenband-Amplitudenmodulation.....	45
4.2.3	Quadraturmodulation	47
4.3	Grundlagen für die Umsetzung.....	48
4.3.1	Mischer.....	48
4.3.1.1	Mischer Grundlagen	48
4.3.1.2	Praktische Mischer	53
4.3.2	Oszillatoren	54
4.3.3	Direkte Digitale Synthese	57
5	Umsetzung.....	61
5.1	Sender und Empfänger mit ZSB-AM	61
5.1.1	Vorüberlegungen	61
5.1.2	Sender	63
5.1.3	Empfänger	64
5.1.4	Diskussion der Zwischenergebnisse.....	64
5.2	Empfänger mit DDS-Lokaloszillator	65
5.2.1	Vorüberlegungen	65
5.2.2	Entwurf und Entwicklung des Empfängers	68
5.2.3	Softwareentwurf	73
5.2.4	Diskussion der Zwischenergebnisse.....	73
5.3	Diskussion von Sender und Empfänger mit Quadraturmischern	74
5.3.1	Grundlagen.....	75
5.3.2	Wahl des Modulators/Demodulators	76
5.3.3	Diskussion der Senderkonzepte	78
5.3.4	Diskussion der Empfängerkonzepte.....	84
6	Zusammenfassung und Ausblick	86
A	Anhang	87
	Quellen und Literaturverzeichnis	91
	Erklärung	92

Symbolverzeichnis

AAC	Advanced Audio Coding
AM	Amplitudenmodulation
AWGN	Additive White Gaussian Noise
CELP	Code Excited Linear Prediction
DDS	Direkte Digitale Synthese
DRM	Digital Radio Mondiale
DSP	Digitaler Signalprozessor
DVB	Digital Video Broadcast
EIRP	Equivalent Isotropically Radiated Power
EMVG	Gesetz über elektromagnetische Verträglichkeit von Betriebsmitteln
ERP	Equivalent Radiated Power
FAC	Fast Access Channel
FM	Frequenzmodulation
FTEG	Gesetz über Funkanlagen und Telekommunikationsendeinrichtungen
FTW	Frequency Tuning Word
HVXC	Harmonic Vector Excitation Coding
IC	Integrated Circuit
IDFT	Inverse Diskrete Fourier Transformation
KW	Kurzwelle
LMK	Lang-, Mittel, Kurzwelle
MOT	Multimedia Object Transfer
MPEG	Moving Picture Experts Group
MSC	Main Service Channel
NCO	Numerically Controlled Oscillator

NVIS	Near Vertical Incidence Skywave
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex
OIRT	Organisation Internationale de Radiodiffusion et de Télévision
PC	Personal Computer
PLL	Phase Locked Loop
QAM	Quadratur-Amplitudenmodulation
SCS	Singlechannel Simulcast
SDC	Service Description Channel
SDR	Software-Defined Radio
SMD	Surface Mounted Device
SMT	Surface Mount Technology
SPI	Serial Peripheral Interface
SSB	Single Side Band
THT	Trough Hole Technology
TQFP	Thin Quad Flat Package
UKW	Ultrakurzwelle
YIG	Yttrium Eisen Granat
ZSB-AM	Zweiseitenband Amplitudenmodulation

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: DRM-Logo	1
Abbildung 2: Elektrische Feldlinien zwischen zwei unterschiedlichen Potentialen	4
Abbildung 3: Magnetische Feldlinien um einen stromdurchflossenen Leiter [1]	5
Abbildung 4: Lage der Feldstärkevektoren zur Ausbreitungsrichtung	6
Abbildung 5: Halbwellendipol.....	9
Abbildung 6: Richtcharakteristiken von Kugelstrahler und Halbwellendipol.....	11
Abbildung 7: Antennenkennwerte im Richtdiagramm [13]	12
Abbildung 8: Strom- und Spannungsverteilung beim Halbwellendipol	14
Abbildung 9: Reflexion von Wellen.....	16
Abbildung 10: Brechung von Wellen	17
Abbildung 11: Beugung von Wellen	17
Abbildung 12: Schematische Darstellung der Wellenausbreitung	18
Abbildung 13: Prinzipieller Aufbau des AWGN-Kanals	22
Abbildung 14: DRM-Sendesignalaufbereitung	24
Abbildung 15: Prinzip der Spektralband-Replikation	26
Abbildung 16: Spektrum eines getasteten Unterträgers (Si-Funktion) [4].....	27
Abbildung 17: Spektrum sieben benachbarter getasteter Träger [4]	28
Abbildung 18: Rahmenaufbau eines DRM-Multiplexsignals	31
Abbildung 19: Möglichkeit zur Einführung von DRM+ in bestehende Infrastruktur [8]	39
Abbildung 20: Blockschaltbild eines DRM-Empfängers.....	42
Abbildung 21: Signalverarbeitung in der Software (Empfänger)	43
Abbildung 22: Spektrum der ZSB-AM bei sinusförmigen Modulationssignal [1]	44
Abbildung 23: Darstellung des Modulationsgrades [1]	44
Abbildung 24: SSB-Erzeugung mittels Filtermethode [1]	45
Abbildung 25: Darstellung der Phasenmethode als Summe von Zeigern [10].....	46
Abbildung 26: Beispiele möglicher Konstellationen [1]	47
Abbildung 27: Prinzip der Quadraturmischung [10].....	48
Abbildung 28: Aufwärtsmischer [1]	49
Abbildung 29: Spektrum bei Aufwärtsmischern [1]	50
Abbildung 30: Abwärtsmischer.....	51

Abbildung 31: Spektrum bei Aufwärtsmischern in Regellage.....	51
Abbildung 32: Spektrum bei Abwärtsmischern in Kehrlage	52
Abbildung 33: Spektrum bei Abwärtsmischern mit Spiegelfrequenz	53
Abbildung 34: Spektrum bei unbalancierten Mischern [11].....	53
Abbildung 35: Spektrum bei doppelt balancierten Mischern [11]	54
Abbildung 36: Grundprinzip von Oszillatoren	56
Abbildung 37: Darstellung des DDS-Verfahrens [12]	58
Abbildung 38: DDS-Blockschaltbild	59
Abbildung 39: Foto von Sender und Empfänger mit ZSB-AM	61
Abbildung 40: Aufgebauter Empfänger mit DDS-Lokaloszillator	65
Abbildung 41: Darstellung der frequenzgenauen Überlagerung beider Seitenbänder...	66
Abbildung 42: Demodulation unter Verwendung von jeweils einem Seitenband	66
Abbildung 43: Darstellung der Demodulation in Regellage	66
Abbildung 44: Darstellung des empfangenen Spektrums in der Empfangssoftware	68
Abbildung 45: Steuerungsbaugruppe (li.: von oben, re.: von unten)	69
Abbildung 46: DDS-Baugruppe (li.: von oben, re.: von unten)	71
Abbildung 47: Hochfrequenz-Baugruppe.....	72
Abbildung 48: Darstellung der Pause zwischen den gesendeten Bytes	74
Abbildung 49: NF-Übertrager zur Erzeugung der symmetrischen Basisbandsignale	78
Abbildung 50: Operationsverstärker zur Symmetrierung der Basisbandsignale.....	79
Abbildung 51: Sender mit digitaler Basisbandversorgung	80
Abbildung 52: Sender mit DSP ohne externe Signalverarbeitung	81
Abbildung 53: Sender mit DSP (PC-unabhängig).....	81
Abbildung 54: Verfahren zur Erzeugung orthogonaler Trägerfrequenzen	83
Abbildung 55: Empfänger mit integriertem Quadraturdemodulator	85
Abbildung 56: Schaltplan des Senders mit ZSB-AM	88
Abbildung 57: Schaltplan des Empfängers mit ZSB-AM.....	89
Abbildung 58: Filterkennlinie, RFSim99 (rot: logarithmisch, blau: linear)	90

Tabellenverzeichnis

Tabelle 1: Einteilung der elektromagnetischen Spektrums [2]	8
Tabelle 2: Terrestrische Rundfunkbänder in Europa	8
Tabelle 3: Ausbreitungsbedingungen von EM-Wellen in Rundfunkbändern	19
Tabelle 4: DRM-Modulationsverfahren	29
Tabelle 5: Übertragungsmodi (* - Modus nicht vorgesehen) [5]	30
Tabelle 6: Maximale Nutzdatenraten in Abhängigkeit der Schutzklasse in kBit/s [1]....	36
Tabelle 7: Mögliche Coderaten der einzelnen logischen Kanäle [6]	37
Tabelle 8: Länge des SDC-Datenfeldes	87

1 Einleitung

1.1 Motivation

DRM steht für Digital Radio Mondiale was sinngemäß weltweites Digitalradio bedeutet. DRM ist ein Übertragungsstandard für Frequenzen unter 30 MHz, also Lang-, Mittel- & Kurzwelle. „Weltweit“ soll dabei die großen Reichweiten dieser Frequenzen verdeutlichen, die hauptsächlich durch an der Ionosphäre reflektierte Raumwellen möglich werden. Das DRM-Projekt wurde im September 1996 bei einem informellen Treffen großer internationaler Rundfunkanstalten in Paris aus der Taufe gehoben. Die offizielle Gründung des DRM-Konsortiums erfolgte am 5. März 1998 in Guangzhou in China.



Abbildung 1: DRM-Logo

Die flächendeckende Versorgung mit terrestrischen UKW-Sendern, die Anbindung an Kabelnetze, die Satellitenkommunikation und nicht zuletzt das Internet haben AM-Rundfunksendungen aus der Gründerzeit des Radios zumindest in Regionen mit guter Infrastruktur unbeliebt gemacht. Nur eine sehr kleine Zahl von Enthusiasten hört noch Sendungen auf den amplitudenmodulierten Rundfunkbändern. Das DRM-Konsortium hat durch die Schaffung eines offenen Standards versucht, diese nahezu vergessenen Bänder wieder attraktiver zu machen. Da nun schon seit mehreren Jahren eine Vielzahl von Rundfunkanstalten in dieser Betriebsart ohne eine zufriedenstellende Versorgung des Marktes mit adäquaten Empfängern senden, soll im Rahmen dieser Arbeit eine kostengünstige Verwendung des DRM-Standards auf UKW-Frequenzen geprüft werden. Weil reine Hardwaresender und -empfänger aufgrund der hohen Kosten dazu

nicht geeignet sind, werden Sender und Empfänger lediglich für die Bitübertragung (Schicht 1 nach OSI-Referenzmodell) entwickelt. Die komplette Signalverarbeitung sowie die Decodierung des Audiosignals übernimmt die bereits vorhandene und kostenlose Open-Source-Software DReaM, während in Hardwareempfängern digitale Signalprozessoren diese Aufgabe übernehmen. Man spricht dabei von Software-defined Radio. Dadurch ist es möglich, DRM mittels eines PC, der über eine Soundkarte verfügt, mit geringem materiellen und finanziellen Aufwand zu hören. In diesem Zusammenhang wird auch eine kosteneffiziente Lösung für ein lokales Campusradio entwickelt und geprüft. Des Weiteren soll ein Praktikumsversuch zur digitalen Signalübertragung für die Professur Kommunikationstechnik/Funktechnik der Hochschule Mittweida erstellt werden. Im Gegensatz zu analogem Radio bietet der digitale Rundfunk viele Vorteile. Die Bedeutendsten kurz aufgeführt:

- Sichere Übertragung in rauschenden und schwankenden Kanälen,
- Bessere Klangqualität durch digitale Signalübertragung,
- Leistungseinsparung beim Sender durch geringere Bandbreite,
- Geringere elektromagnetische Strahlungsemissionen durch geringere Sendeleistung,
- Programmbegleitende Informationen wie Sendernamen und Schlagzeilen werden parallel zum Hörfunkprogramm übertragen,
- Datendienste wie zum Beispiel Verkehrsinformationen, Nachrichten und Bilder können parallel übertragen werden.

Die Übertragung von DRM-Signalen bietet noch folgende wesentliche Vorteile gegenüber der sonst üblichen Frequenzmodulation auf UKW-Frequenzen:

- Frequenzökonomie durch die geringere Bandbreite von DRM-Signalen,
- Geringerer technischer Aufwand durch einfach zu realisierende Amplitudenmodulation.

Zudem besteht seit dem 1. Januar 2006 eine Allgemeinzuteilung der UKW-Frequenzen (Vfg 7/2006, Bundesnetzagentur), nach der man mit einer maximalen Strahlungsleistung von 50 nW (ERP) ohne Kanalarstereinschränkung und mit einer maximalen Kanalbandbreite von 200 kHz senden darf, wenn die eingesetzten Geräte den

Bestimmungen des „Gesetzes über Funkanlagen und Telekommunikations-einrichtungen“ (FTEG) und dem „Gesetz über die elektromagnetische Verträglichkeit von Geräten“ (EMVG) unterliegen. Die Nutzung der Frequenzen ist dabei nicht an einen bestimmten Standard gebunden, jedoch nur im Zusammenhang mit der Aussendung eines Nutzsignales gestattet.

Diese Arbeit befasst sich damit, DRM-Signale auf UKW Frequenzen zu übertragen, was nicht mit dem Bestreben des DRM-Konsortiums gleichzusetzen ist, DRM+ als neuen Standard für Frequenzen über 30 MHz zu etablieren. DRM+ ist vielmehr eine vollständige Neuentwicklung mit anderen Übertragungsparametern die zu DRM nicht kompatibel sind. Auf DRM+ wird im Kapitel 3 genauer eingegangen.

1.2 Aufgabenstellung

Es sind Hardware-Prototypen zu entwerfen und erstellen, die das Aussenden bzw. das Empfangen von DRM-Signalen auf UKW-Frequenzen per Software-defined Radio ermöglichen. Im Rahmen der beiden vorangegangenen Projektarbeiten, des berufspraktischen Semesters sowie dieser Arbeit sollten dabei in mehreren Phasen Geräte entwickelt werden, die sich zusätzlich auch zur Demonstration des digitalen Rundfunks sowie für einen Praktikumsversuch eignen.

1.3 Stand der Technik

Da sich DRM auf Lang-, Mittel- und Kurzwelle schon etabliert hat, ist die zugrunde liegende Technik bereits ausgereift. Die vorhandene und kostenlose Open-Source-Software DReaM kann als Sender und Empfänger auf Windows Computern mit Soundkarte betrieben werden. Dabei ist es lediglich notwendig, das von der Software am Soundkartenausgang bereitgestellte DRM-Signal mittels Amplitudenmodulation zu senden. Das empfangene Signal wird im Empfänger in das Basisband umgesetzt und per Software wieder in ein Audiosignal decodiert.

2 Systemtheoretische Grundlagen

2.1 Der Funkkanal

Für die Planung einer Rundfunkinfrastruktur ist die genauere Betrachtung des dafür verwendeten Übertragungsmediums unbedingt notwendig. Für den Rundfunk kommt dabei traditionell nur der Funkkanal mit seinen charakteristischen Eigenschaften in Frage. Die nächsten Abschnitte stellen die Funktion, die Eigenschaften und die Nutzung des Funkkanals dar.

2.1.1 Elektromagnetische Wellen

Zur Informationsübertragung im Funkkanal werden elektromagnetische Wellen herangezogen, die zur genaueren Betrachtung als deren Einzelkomponenten, das elektrische und das magnetische Feld zu betrachten sind.

Zwischen Punkten unterschiedlichen Potentials herrscht ein Spannungsunterschied, der die Ursache für die Bildung eines elektrischen Feldes darstellt. Dieses Feld wird mittels gedachter Linien, den elektrischen Feldlinien, nach Richtung und Stärke veranschaulicht. Die Linien treten immer senkrecht aus Oberflächen aus und auch wieder ein. Nach der physikalischen Definition beginnen elektrische Feldlinien bei positiven und enden bei negativen Ladungen. Sie schneiden sich nicht und die Dichte der Feldlinien ist proportional zur Feldstärke. Potentialunterschied und Abstand zwischen den Punkten unterschiedlichen Potentials bestimmen die Stärke des elektrischen Feldes. Die Einheit der elektrischen Feldstärke ist Volt pro Meter.

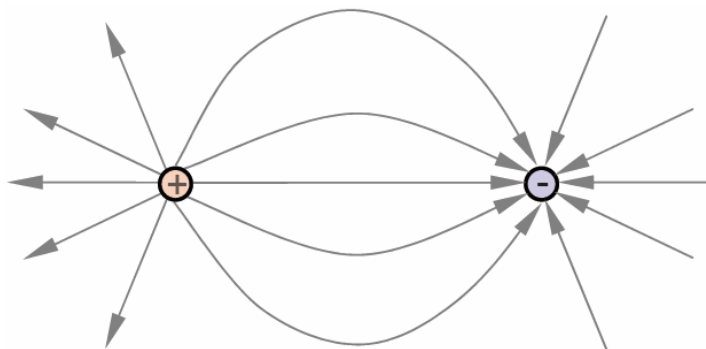


Abbildung 2: Elektrische Feldlinien zwischen zwei unterschiedlichen Potentialen

Ein magnetisches Feld bildet sich um jeden stromdurchflossenen Leiter aus und kann ebenfalls mittels gedachter Linien, den magnetischen Feldlinien, nach Richtung und Stärke veranschaulicht werden. Die magnetischen Feldlinien sind stets konzentrisch um den stromdurchflossenen Leiter angeordnet und entlang einer Feldlinie ist das magnetische Feld stets konstant. Für die Richtung der magnetischen Feldlinien gilt die „Rechte-Hand-Regel“. Sie besagt, wenn der abgespreizte Daumen der rechten Hand die technische Stromrichtung angibt, so zeigen die gekrümmten Finger in Richtung des Magnetfeldes. Die Einheit der magnetischen Feldstärke ist Ampere pro Meter.

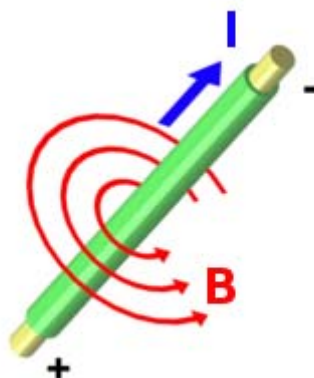


Abbildung 3: Magnetische Feldlinien um einen stromdurchflossenen Leiter [1]

Zwischen diesen beiden Komponenten gibt es Zusammenhänge. Ein Strom kann nur dann fließen, wenn ein Potentialunterschied, das heißt eine Spannung, vorhanden ist. Die Änderung des magnetischen Feldes bewirkt immer ein elektrisches Feld und jede Stromänderung erzeugt ein elektromagnetisches Feld [2]. Im elektromagnetischen Feld stehen elektrische und magnetische Komponenten senkrecht zueinander.

In jedem Feld steckt Energie, die es aus dem speisenden Generator bezieht. Bei einem von Gleichstrom durchflossenen Leiter ist das elektromagnetische Feld im Ruhezustand. Beim Einschalten des Stromes baut sich das Feld mit Lichtgeschwindigkeit auf und beim Abschalten bricht das Feld wieder zusammen. Dabei kehrt die Energie des Feldes durch Selbstinduktion wieder in den Leiter zurück. Wird ein Leiter von einem Wechselstrom durchflossen, wiederholen sich Feldauf- und Feldabbau periodisch mit der Frequenz des angelegten Wechselstromes. Beim Ansteigen des Stromes baut sich zeitlich etwas verzögert wieder ein elektromagnetisches Feld auf. Beim Abfall des Stromes im zeitlichen Verlauf der Wechselspannung wird das Feld wieder abgebaut und es kehrt auch die Feldenergie in den Leiter zurück. Bedingt durch die endliche Geschwindigkeit des Feldabbaus

kommen Teile der Feldenergie erst verspätet zum Leiter zurück. Dort herrscht bei entsprechend hoher Frequenz bereits eine vollkommen andere Feldverteilung. Dieser "neue" Strom baut wiederum ein neues Feld auf, was das zurückkehrende Feld von dem Leiter wegdrückt. Auf diese Weise bilden die elektrischen Feldlinien geschlossene Schleifen und werden dabei von magnetischen Feldlinien umschlungen [2]. Es kommt damit zum Ablöseprozess der elektromagnetischen Welle vom Leiter, was diesen zur Antenne macht. Nach dem Ablöseprozess breiten sich ab einer bestimmten Entfernung von der Antenne die elektromagnetischen Wellen senkrecht zu den Feldstärkevektoren E und H aus. Man bezeichnet diese Art der Wellen als Transversalwellen. Der Vektor, der senkrecht zu E und H steht, der so genannte Poynting-Vektor, bestimmt die Energieübertragung in Ausbreitungsrichtung. Er gibt die Energiemenge an, die je Zeiteinheit durch eine senkrecht zur Ausbreitungsrichtung stehende Fläche hindurch strömt [2]. Wellen werden allgemein durch die Ausbreitungsgeschwindigkeit, die Frequenz und die Wellenlänge charakterisiert. In der Atmosphäre ist die

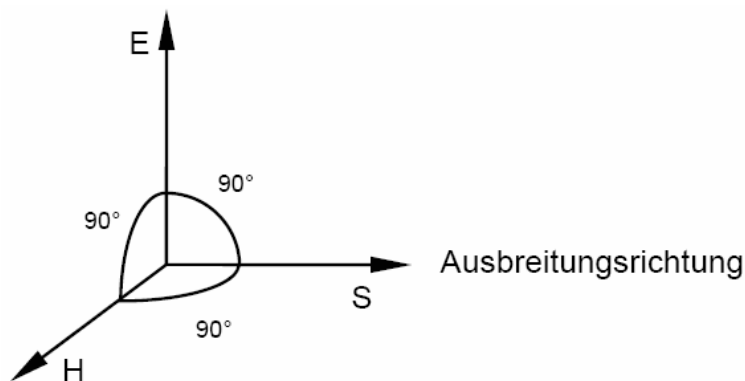


Abbildung 4: Lage der Feldstärkevektoren zur Ausbreitungsrichtung

Ausbreitungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Welle etwa gleich der Lichtgeschwindigkeit. Unter Frequenz versteht man die Anzahl der Schwingungen, die sich pro Sekunde ausbilden. Bei der Wellenlänge handelt es sich um den kleinsten Abstand zweier Punkte mit dem gleichen Wellenzustand. Die Gleichung

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

beschreibt den Zusammenhang zwischen den drei Größen.

Die Größe des elektromagnetischen Feldes entspricht der Spannung zwischen zwei Punkten mit einem bestimmten Abstand entlang einer elektrischen Feldlinie in der

Ebene der Wellenfront. Als Einheit wird daher wie bei der elektrischen Feldstärke Volt pro Meter verwendet. Bei Ausbreitung im freien Raum nimmt die Feldstärke der elektromagnetischen Welle umgekehrt proportional mit der Entfernung zur Quelle ab. Geht man von einem punktförmigen Strahler aus, der die gesamte zugeführte Energie in allen Raumrichtungen gleichmäßig abstrahlt, verteilt sich die Energie in Abhängigkeit der Entfernung auf eine immer größere Fläche. Betrachtet man in einer bestimmten, konstanten Entfernung vom Strahler die bestrahlte Fläche, so ergibt sich die gesamte Kugeloberfläche mit dem Wert $4\pi r^2$, worin r die Entfernung vom Strahler ist. Da sich Wellen geradlinig ausbreiten, ist in geringeren Entfernungen zum Strahler die Fläche kleiner als die Fläche in größeren Entfernungen. Die Energie ist bei beiden Abständen identisch, sie wird aber auf unterschiedlich große Flächen verteilt. Das Maß für die Feldenergie (Leistung) bezogen auf die Fläche bezeichnet man als Leistungsflussdichte. Als Einheit wird Watt pro Quadratmeter verwendet.

$$S = \frac{P_s}{4\pi r^2} \quad \left[\frac{W}{m^2} \right]$$

Aus der Richtung der elektrischen Feldkomponente geht die Polarisation der elektromagnetischen Wellen hervor. Im Allgemeinen befindet sich diese Richtung in einer Ebene senkrecht zur Ausbreitungsrichtung und man spricht von Linearpolarisation. Typisch für Linearpolarisation ist die vertikale oder die horizontale Polarisation. In besonderen Einsatzgebieten, wie zum Beispiel der Satellitentechnik, wird gelegentlich auch die zirkuläre Polarisation verwendet. Dabei beschreibt die Spitze des elektrischen Feldstärkevektors scheinbar einen Kreis. Je nach Umlaufsinn des Feldstärkevektors unterscheidet man zwischen rechts zirkularer oder links zirkularer Polarisation. Eine Mittelstellung nimmt die elliptische Polarisation ein, wobei der Feldstärkevektor scheinbar eine Ellipse beschreibt. Zur optimalen Aufnahme der Feldenergie durch eine Antenne muss die Polarisation des Feldes und der Antenne übereinstimmen. Stehen beide orthogonal zueinander, so nimmt die Antenne theoretisch überhaupt keine Energie mehr auf. Als typischer Wert für die dabei auftretende so genannte Polarisationsdämpfung kann man etwa 20 dB annehmen [2]. Ausgenutzt wird die Polarisationsdämpfung vor allem in der Satelliten-

übertragungstechnik, damit das zur Verfügung stehende Frequenzspektrum effektiver genutzt werden kann.

Das elektromagnetische Spektrum beschreibt die verschiedenen Arten elektromagnetischer Wellen, welche nach ihrer Wellenlänge geordnet sind.

Bezeichnung	Wellenlänge	Frequenz	Nutzung (Beispiele)
Längswellen (VLF)	> 10 km	< 30 kHz	U-Boot Kommunikation, Funknav.
Langwellen (LF)	10 km...1 km	30 kHz...300 kHz	Langwellenrundfunk
Mittelwellen (MF)	1 km...100 m	300 kHz...3 MHz	Mittelwellenrundfunk
Kurzwellen (HF)	100 m...10 m	3 MHz...30 MHz	Kurzwellenrundfunk
Ultrakurzwellen (VHF)	10 m...1 m	30 MHz...300 MHz	Hörfunk, Fernsehen
Dezimeterwellen (UHF)	1 m...10 cm	300 MHz...3 GHz	Fernsehen, Mobilfunk
Zentimeterwellen (SHF)	10 cm...1 cm	3 GHz...30 GHz	Richtfunk, Satellitenfernsehen
Millimeterwellen (EHF)	1 cm...1 mm	30 GHz...300 GHz	Richtfunk, Radioastronomie
Terahertzstrahlen	3 mm...30 µm	100 GHz...10 THz	Spektroskopie, Radioastronomie
Infrarotstrahlen	1 mm...780 nm	300 GHz...384 THz	Spektroskopie, IR-Fernbed.
sichtbares Licht	780 nm...380 nm	384 THz...789 THz	Beleuchtung
UV-Strahlen	380 nm...1 nm	789 THz...300 PHz	Desinfektion, Spektroskopie
Röntgenstrahlen	1 nm...10 pm	300 PHz...30 EHz	Medizinische Diagnostik
Gammastrahlen	< 10 pm	> 30 EHz	Materialprüfung

Tabelle 1: Einteilung der elektromagnetischen Spektrums [2]

Aus diesem Spektrum ist für terrestrische Rundfunkanwendungen nur ein kleiner Bereich sinnvoll nutzbar. Dieser Bereich wird als elektromagnetische Radiowellen bezeichnet. Das Spektrum dieser Wellen erstreckt sich in einem Frequenzbereich von ca. 3 kHz bis 3 GHz. In Europa werden für terrestrische Rundfunkübertragungen die in Tabelle 2 angegebenen Bänder und Frequenzbereiche verwendet.

Rundfunkband	Frequenzbereich
Langwellenband	148,5 kHz...283,5 kHz
Mittelwellenband	526,5 kHz...1606,5 kHz
Kurzwellenband	2,3 MHz...26,1 MHz, unterteilt in 13 Kurzwellenbänder
VHF-Band I	47 MHz...68 MHz
VHF-Band II	87,5 MHz...108 MHz
VHF-Band III	174 MHz...230 MHz
UHF-Band IV	470 MHz...606 MHz
UHF-Band V	606 MHz...862 MHz

Tabelle 2: Terrestrische Rundfunkbänder in Europa

2.1.2 Antennen

2.1.2.1 Grundlagen

Die Hauptaufgabe von Antennen ist die von einem Sender erzeugte Energie in Form von elektromagnetischen Wellen auszustrahlen oder aus einem vorhandenen elektromagnetischen Feld Energie zu entnehmen [2]. Eine Antenne stellt daher den Übergang von der leitungsgeführten Welle im Speisekabel zur Raumwelle bzw. umgekehrt dar. Weiterhin nimmt eine Antenne die Transformation des Wellenwiderstandes der Speiseleitung an den Wellenwiderstand des freien Raumes vor, was auch Anpassung genannt wird. Wenn man von bestimmten Sonderformen von Antennen absieht, bleiben die charakteristischen Eigenschaften der Antennen im Sende- sowie im Empfangsfall erhalten. Man spricht dabei auch von reziprokem Verhalten. In der Praxis ist es aus Gründen der Anschaulichkeit üblich, den Sendefall zu betrachten. Man bezeichnet daher das gespeiste Element einer Antenne als Strahler. Einige charakteristische Eigenschaften von Antennen werden auf bestimmte Strahlerarten bezogen, welche daher auch als Referenzantennen bezeichnet werden. Durch Einführung von Referenzantennen ist ein direkter Vergleich von Antenneneigenschaften möglich. Es gibt zwei Strahlerarten als Referenzantenne definiert sind:

- Der Isotrop- bzw. Kugelstrahler,
- Der Halbwellendipol.

Für den Kugelstrahler als Bezugsantenne gilt folgende Festlegung: „Ein verlustloser punktförmiger Strahler mit kugelförmiger Strahlungscharakteristik gleichmäßig in alle Richtungen. Die Polarisation kann theoretisch beliebig sein, meist wird lineare Polarisation angenommen. Der Kugelstrahler ist hypothetisch (nicht realisierbar); der

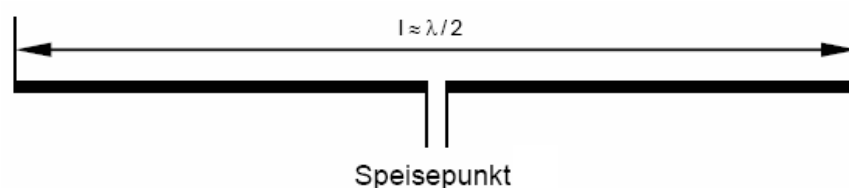


Abbildung 5: Halbwellendipol

dazugehörige Gewinn wird mit G bezeichnet. Üblich ist eine Gewinnangabe in dBi.“ [2]. Für den Halbwellendipol als Bezugsantenne gilt folgende Festlegung: „Ein verlustloser, angepasster Strahler in Halbwellenresonanz. Der Gewinn, bezogen auf den Kugelstrahler ist 1,64, entsprechend 2,15 dB. Der zugehörige Gewinn wird mit G_D bezeichnet, üblich ist eine Gewinnangabe in dBd.“ [2] Der Aufbau eines realen Halbwellendipols ist in oben stehender Abbildung dargestellt. Er ist das einfachste und zugleich am stärksten verbreitete Resonanzgebilde in der Antennentechnik und stellt das Grundelement vieler Antennenformen dar [2]. Ein Halbwellendipol besteht aus zwei meist rohrförmigen leitfähigen Elementen mit einer Gesamtlänge von einer halben Wellenlänge. Das Verhältnis aus Wellenlänge zum Durchmesser der Elemente (Schlankheitsgrad) bestimmt in gewissen Grenzen den Eingangswiderstand des Halbwellendipols am Speisepunkt [2].

2.1.2.2 Eigenschaften von Antennen

Jede Antenne hat bestimmte, charakteristische Strahlungseigenschaften, die so genannte Richtcharakteristik. Sie gibt Auskunft über die Strahlungseigenschaften einer Antenne. Für eine einfachere zeichnerische Darstellung der Richtcharakteristik einer Antenne werden nur die Strahlungseigenschaften in horizontaler und vertikaler Ebene um die Antenne aufgezeichnet. Man erhält so bei der logarithmischen Darstellung der Strahlungseigenschaften das horizontale und das vertikale Richtdiagramm, wobei die Richtung der maximalen Abstrahlung per Definition den Wert 0 dB (Verhältnis der Strahlungsleistung zur maximalen Strahlungsleistung) bei einem Winkel von 0° erhält. Diese Richtung bezeichnet man als Hauptstrahlrichtung der Antenne. Um die Hauptstrahlrichtung herum nimmt die abgestrahlte Leistung wieder ab. Der gesamte Winkelbereich, der die Hauptstrahlrichtung tangiert, wird von der dreidimensionalen Darstellung her treffend als Hauptkeule bezeichnet. Unten stehende Abbildung zeigt das vertikale und horizontale Richtdiagramm eines horizontal angeordneten Halbwellendipols und eines Kugelstrahlers in polarer Darstellung. Beim Halbwellendipol sind zwei Hauptstrahlrichtungen im horizontalen Richtdiagramm zu erkennen. Solche Antennen werden auch als bidirektionale Antennen bezeichnet.

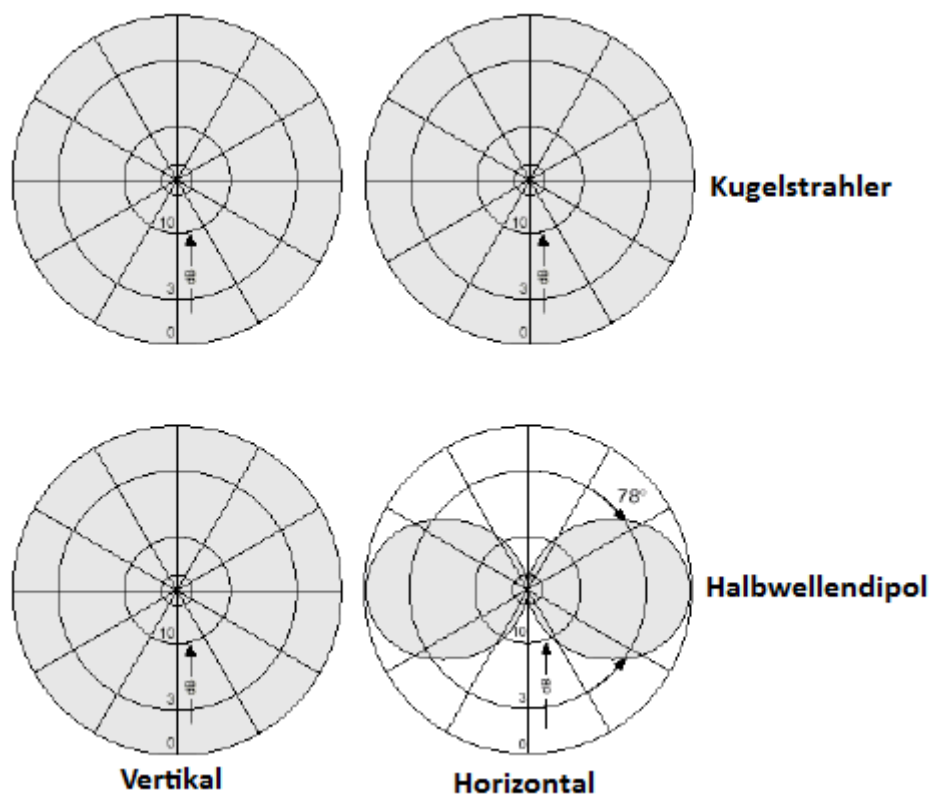


Abbildung 6: Richtcharakteristiken von Kugelstrahler und Halbwellendipol

Beim Kugelstrahler erfolgt die Abstrahlung in alle Winkelgrade des Raumes absolut gleichmäßig. Daher sind beide Richtdiagramme kreisförmig und identisch. Der Halbwellendipol strahlt in der vertikalen Ebene (um die Dipolschenkel) ebenfalls rund und es ergibt sich ein kreisförmiges Richtdiagramm. In der horizontalen Ebene treten durch die Form des Dipols in den beiden Richtungen der Dipolschenkel Nullstellen im Richtdiagramm auf. Die Strahlungsleistung aus diesen Winkelbereichen geht nach Energieerhaltungssatz jedoch nicht verloren, sie kommt der Strahlungsleistung in den Richtungen quer zum Dipol zu Gute. Dieses Verhalten zeigt sich im Richtdiagramm als Bündelung der abgestrahlten Wellen in diese Richtungen. Bezieht man die Strahlungseigenschaften auf einen Kugelstrahler, so hat sich die Leistungsflussdichte quer zum Dipol um den Faktor 1,64 erhöht. Man spricht in diesem Fall vom Antennengewinn gegenüber der Referenzantenne. Der Antennengewinn ist das Verhältnis aus maximal abgestrahlter Leistung der Antennen zu der abgestrahlten Leistung einer Referenzantenne. Die Angabe des Gewinns erfolgt im logarithmischen Maß und der an die Einheit angehängte Buchstabe gibt die dazu verwendete Referenzantenne an. dBi steht dabei für isotrop also für den Kugelstrahler, dBd für Dipol, wobei der ideale Halbwellendipol gemeint ist.

Vom Antennenrichtdiagramm sind weitere wichtige Kennwerte wie zum Beispiel die Halbwertsbreite (Öffnungswinkel), die Nebenzipfeldämpfung und die Rückdämpfung abzulesen. Die Halbwertsbreite einer Antenne ist der Winkel zwischen den Punkten des Richtdiagramms in Hauptstrahlrichtung, an denen die Strahlungsleistung der Hauptkeule auf die Hälfte (-3 dB) abgesunken ist. Der Halbwertswinkel ist der Winkel im Richtdiagramm, welcher aus der Hauptstrahlrichtung und der Richtung, an denen die Strahlungsleistung auf die Hälfte (-3 dB) abgesunken ist, gebildet wird. Als Nebenzipfel bezeichnet man in der Antennentechnik die meist unerwünschten Strahlungseigenschaften einer Antenne links- und rechtsseitig neben den ersten Nullstellen in den Richtdiagrammen. Sie beeinträchtigen den eindeutigen Richteffekt einer Antenne und schwächen die Hauptkeule, da die Sendeleistung gleichmäßig auf die umrissene Fläche verteilt wird. Unter der Nebenzipfeldämpfung versteht man das logarithmische Verhältnis aus der Strahlungsleistung in Hauptstrahlrichtung und der Strahlungsleistung des größten Nebenzipfels. Der Nullwertswinkel ist der Winkel, der

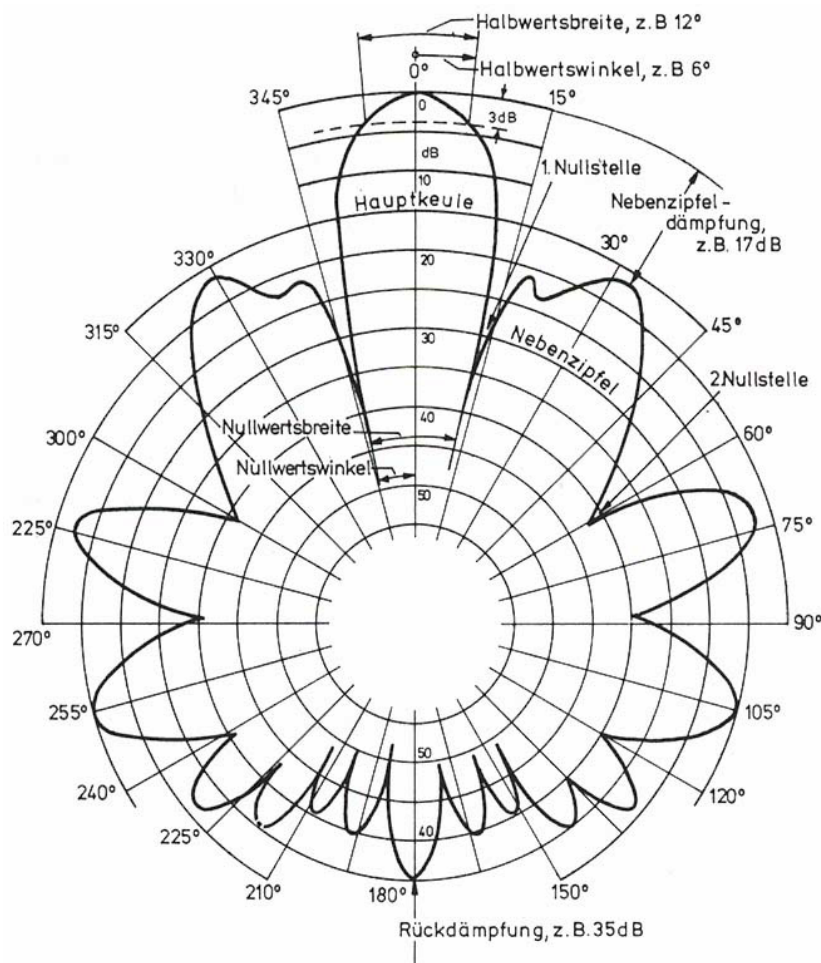


Abbildung 7: Antennenkennwerte im Richtdiagramm [13]

zwischen der Hauptstrahlrichtung und der ersten Nullstelle im Richtdiagramm gebildet wird. Die Rückdämpfung ist das logarithmische Verhältnis aus Strahlungsleistung in Hauptstrahlrichtung zu Strahlungsleistung in genau entgegengesetzter Richtung.

Eine weitere wichtige Eigenschaft von Antennen ist die Strahlungsleistung. Für eine ideale Antenne gilt, dass die gesamte der Antenne zugeführte Leistung auch tatsächlich abgestrahlt wird. Diese Annahme gilt in der Praxis nur für die Referenzantennen, da jede praktisch aufgebaute Antenne einen bestimmten Wirkungsgrad besitzt. Für die Angabe der Strahlungsleistung (ERP, Effective Radiated Power) gilt: „Der Antenne zugeführte Sendeleistung, multipliziert mit dem Antennengewinn in einer gegebenen Richtung, bezogen auf dem Halbwellendipol (G_D).“ [2]. Bei der Angabe der EIRP (Equivalent Isotropically Radiated Power) gilt diese Aussage analog, nur beziehen sich die Angaben dann auf den Kugelstrahler [2]. Dabei muss zusätzlich der Wirkungsgrad der Antenne berücksichtigt werden. Besitzt eine Antenne einen Gewinn, so kommt es in Hauptstrahlrichtung zu einer Erhöhung der Strahlungsleistung gegenüber einer mit gleicher Leistung gespeisten Referenzantenne. Die Strahlungsleistung kann deshalb ein Vielfaches der Senderleistung annehmen.

Neben den aus dem Richtdiagramm abzulesenden Antennenkennwerten, die die Strahlungseigenschaften bestimmen, gibt es weitere elektrische und auch mechanische Kennwerte. Bei den elektrischen Kennwerten handelt sich um die Impedanz am Speisepunkt der Antenne, den nutzbaren Frequenzbereich und bei Sendeantennen die maximale Sendeleistung. Mechanische Kennwerte sind beispielsweise das Gewicht oder die Windlast.

Als Impedanz wird der komplexe Wechselstromwiderstand eines passiven linearen Vierpols bezeichnet, welcher folgendermaßen berechnet werden kann:

$$\underline{Z} = \frac{\underline{u}(t)}{\underline{i}(t)}$$

Sind Strom und Spannung phasengleich, so ist die Impedanz rein reell. Dieser Zustand ist im Resonanzfall der Antenne gegeben. Mit der Abweichung von der Resonanzfrequenz der Antenne treten Phasenverschiebungen zwischen Spannung und Strom auf und die Impedanz enthält dann komplexe Anteile.

Durch die spezifische Strom- und Spannungsverteilung auf einem Strahler ergibt sich

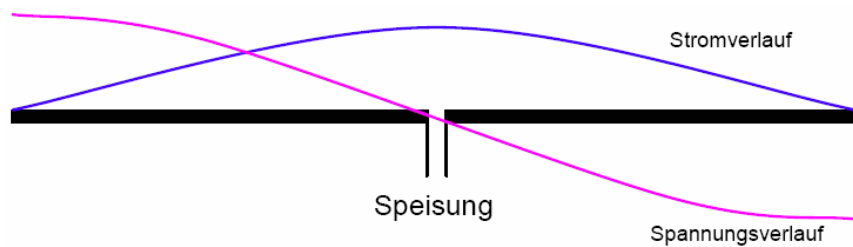


Abbildung 8: Strom- und Spannungsverteilung beim Halbwellendipol

an jedem Punkt entlang des Strahlers eine andere Impedanz. An den Speisepunkten befinden sich Spannungsminimum und Strommaximum, weshalb die Impedanz relativ kleine Werte von ca. $60 \, \Omega$ annimmt. Je weiter man die Speisepunkte an die Enden verschiebt, umso größer wird die Impedanz, da die Spannung immer größer und der Strom immer kleiner wird. Sind Blindanteile in der Antennenimpedanz vorhanden oder stimmt der Realwert der Antennenimpedanz nicht mit der Speiseimpedanz überein (Fehlanpassung), tritt am antennenseitigen Ende der Speiseleitung eine Reflexion der speisenden Welle auf. Die Stärke dieser Reflexion hängt von der Höhe der Fehlanpassung ab. Durch die Überlagerung der zur Antenne laufenden Welle und der von der Antenne reflektierten Welle ist die Verteilung der hochfrequenten Spannung entlang der Speiseleitung nicht mehr gleichmäßig, es treten Maxima und Minima auf. Das Verhältnis aus maximaler zu minimaler Spannung entlang der Speiseleitung wird als Stehwellenverhältnis bezeichnet und ist ein Maß für das Anpassungsverhalten zwischen Speiseleitung und Lastimpedanz.

Bei Sendeantennen ist durch die endliche Strombelastbarkeit von Verbindungs- und Leitermaterialien und der endlichen Spannungsfestigkeit der Isoliermaterialien die maximale Speiseleistung von Bedeutung. Da sich die Impedanz entlang der Antennenelemente ändert, können schon bei relativ kleinen Speiseleistungen beachtliche Ströme und Spannungen innerhalb der Antennenkonstruktion auftreten.

2.1.3 Wellenausbreitung

Der DRM-Standard dient zum Übertragen von digitalen Rundfunksignalen auf Lang-, Mittel- und Kurzwelle. Diese Arbeit befasst sich jedoch mit der Entwicklung von Sende- und Empfangsschnittstellen für DRM-Signale auf UKW Frequenzen. Da sich die Ausbreitungsbedingungen auf diesen Bändern stark unterscheiden, werden sie in den

folgenden Abschnitten kurz gegenübergestellt und nachfolgend die UKW-Übertragung detailliert dargestellt.

2.1.3.1 Grundliegende Eigenschaften elektromagnetischer Wellen

Bei den elektromagnetischen Wellen treten typische physikalische Eigenschaften von Wellen in Erscheinung. Es handelt sich dabei um

- Dämpfung,
- Reflexion,
- Brechung und
- Beugung.

Unter Dämpfung ist die Abnahme der Leistungsdichte mit steigender Entfernung vom Sender zu verstehen, welche auch Freiraumdämpfung genannt wird und sich mit folgender Formel berechnen lässt:

$$a_{FD} = \frac{(4\pi r f)^2}{c^2} \quad (linear)$$

$$a_{FD} \approx 32,5 + 20 \lg r + 20 \lg f \quad [dB] \quad (r: km, f: MHz)$$

Je nach Frequenz treten noch weitere Dämpfungen der Atmosphäre in Erscheinung darunter zum Beispiel die atmosphärische Absorptionsdämpfung (Energieabsorption bzw. Resonanzdämpfungen der atmosphärischen Gase) und die Regendämpfung (Streuung und Reflexion an Regentropfen). Nicht zu vernachlässigen sind außerdem die Speisedämpfung (Koppelverluste zwischen Antenne und Empfänger) und der Verlust durch Fehlausrichtung der Antennen. Durch Hindernisse im Gelände, wie Bebauung oder Bewuchs, kann zwischen Sender und Empfänger die Dämpfung stark ansteigen, da es sich in diesem Fall nicht mehr um eine Ausbreitung im freien Raum handelt. Die Dämpfung der gesamten Übertragungsstrecke darf einen bestimmten Wert nicht überschreiten, weil sonst die am Empfänger anliegende Leistung nicht mehr für einen einwandfreien Empfang ausreicht. Abhängig ist die Empfangsleistung außer

von der Dämpfung auch noch von der Strahlungsleistung des Senders und vom Gewinn der Sende- und Empfangsantennen.

Reflexion ist das Zurückwerfen von Wellen an einer Oberfläche. Dabei unterscheidet man zwischen gerichteter Reflexion an ebenen Oberflächen (Spiegelung) und der gestreuten Reflexion, die an unebenen Flächen auftritt. Gerichtete Reflexion tritt unter realen Verhältnissen sehr selten auf. In der Regel erfolgt eine gestreute Reflexion an der für die Welle rauen Oberfläche, weshalb man diese Art der Reflexion auch als Streuung bezeichnet. Es gilt das für Wellen übliche Reflexionsgesetz, was besagt, dass einfallende und reflektierte Welle in einer Ebene liegen und der Einfallswinkel α gleich dem Ausfallswinkel β , bezogen auf das Lot der Reflexionsoberfläche ist. Das Maß der Reflexionsfähigkeit für elektromagnetische Wellen, der Reflexionskoeffizient, ist abhängig von der Leitfähigkeit, der Permittivität und der Permeabilität des Reflektors [2]. Permittivität ist die Durchlässigkeit eines Stoffes für elektrische Felder und Permeabilität die Durchlässigkeit für magnetische Felder.

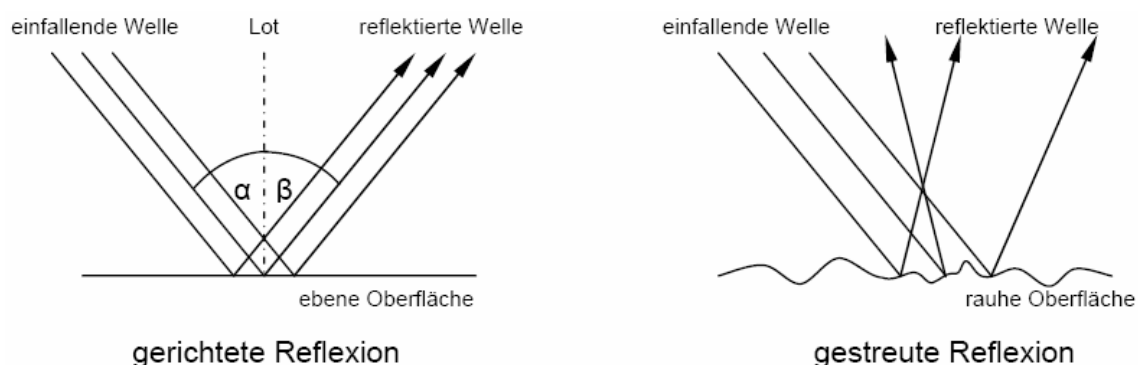


Abbildung 9: Reflexion von Wellen

Brechung tritt beim Übergang einer Welle in ein Medium mit anderer Dichte auf, wodurch sich die Ausbreitungsgeschwindigkeit und dadurch auch die Richtung dieser Welle ändert. Die Brechung erfolgt dabei so, dass die Welle beim Übergang vom dünneren Medium zum dichteren Medium zum Lot hin gebrochen wird. Die für elektromagnetische Wellen wirksame Dichte wird bei Ausbreitung in der Atmosphäre vor allem durch die Permittivität der Luft bestimmt, die von der Temperatur (bzw. der damit verbundenen Dichte) und Feuchte abhängig ist. Bei bestimmten Wetterlagen bzw. Tages- und Jahreszeiten treten in der Atmosphäre Anomalien im Temperaturverlauf auf, so dass sich Brechungen bemerkbar machen können, welche dann zu einer starken Reichweitenvergrößerung des Sendesignals führen, die auch

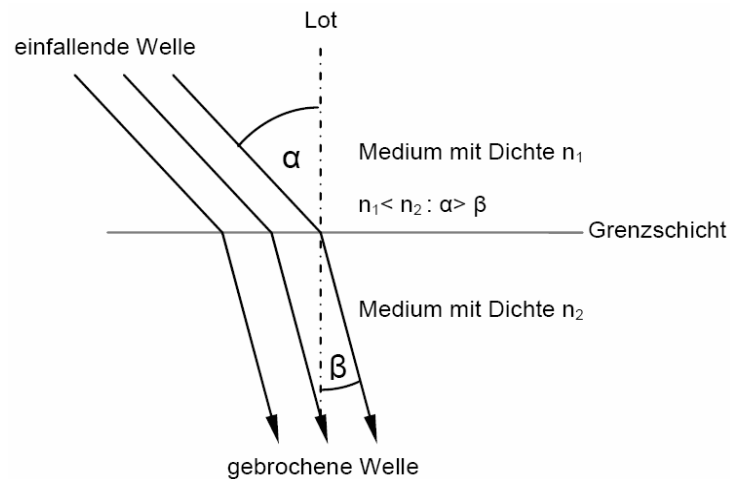


Abbildung 10: Brechung von Wellen

Überreichweiten genannt werden. Eine solche Vergrößerung der Sendereichweite kann zu Interferenzen in weit entfernten Sendernetzen, die auf der gleichen Frequenz arbeiten, führen.

Unter Beugung von Wellen versteht man die Ablenkung der Welle an Kanten von Hindernissen, was zur Entstehung neuer Wellen entlang einer Wellenfront führt. Durch Beugung ist es möglich, dass in Gebieten des Wellenschattens eine Ausbreitung der Welle erfolgen kann. Beugungserscheinungen sind frequenzabhängig und nehmen mit steigender Frequenz der Welle ab [2].

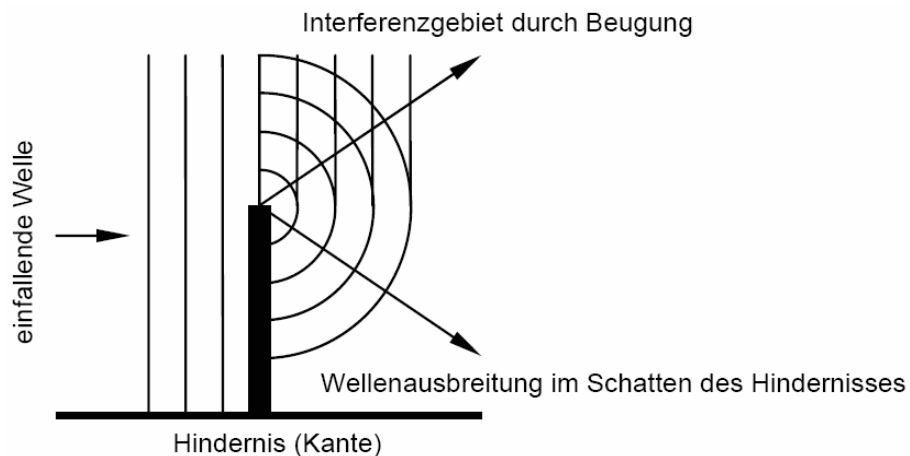


Abbildung 11: Beugung von Wellen

2.1.3.2 Parameter und-Ausbreitungsbedingungen des Funkkanals

Hinsichtlich der oben genannten Eigenschaften von elektromagnetischen Wellen treten je nach genutzten Frequenzbereich große Unterschiede auf. So ist zum Beispiel aus der Formel der Freiraumdämpfung abzuleiten, dass diese proportional mit dem Quadrat der Entfernung und dem Quadrat der Frequenz zunimmt. Übertragungen in niederfrequenten Kanälen haben dadurch bei gleicher Sendeleistung grundsätzlich größere Reichweiten.

Elektromagnetische Wellen breiten sich, bezogen auf die Erde als Sendestandort, als sogenannte Boden-, Raum- und Freiraumwellen aus. Unter Bodenwellen versteht man die sich entlang der Erdoberfläche ausbreitenden Radiowellen einer Sendeantenne. Die Reichweite einer Bodenwelle ist wie oben angesprochen von der Frequenz aber auch von der Bodenbeschaffenheit abhängig. Über Wasserflächen ist die Dämpfung geringer, als über trockenem oder felsigem Boden. Die Bodenwelle ist bei Lang- und Mittelwellensendern von großer Bedeutung. Langwellensender haben eine Bodenwellenreichweite von bis zu 1000 Kilometern, Mittelwellensender von 250 Kilometern, wobei der exakte Wert von der elektrischen Leitfähigkeit des Erdbodens, der Sendeleistung und der Art der Sendeantenne abhängt [1]. Im Kurzwellenbereich hat die Bodenwelle eine sehr geringe Reichweite und spielt nur für lokale

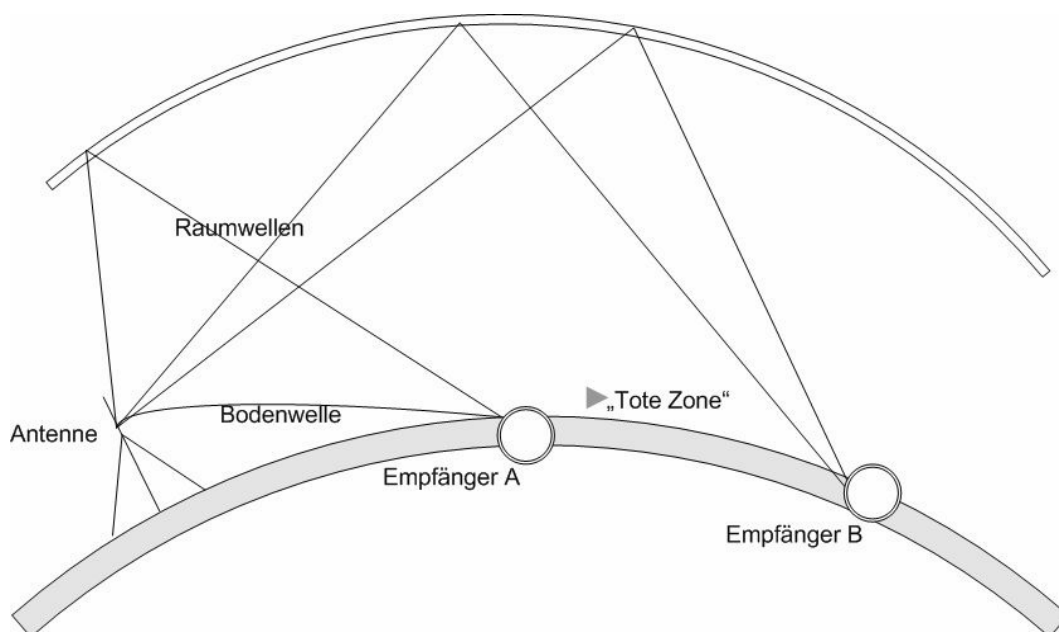


Abbildung 12: Schematische Darstellung der Wellenausbreitung

Aussendungen eine nennenswerte Rolle. Die Reichweite der Freiraumwelle im UKW-Bereich ist stark abhängig von der Höhe der Antenne, der näheren Umgebung sowie der Frequenz. Bei üblichen Sendern gleicht die Erde in einem Abstand von ca. 30 Kilometern bereits einer Kugel, wodurch die Funkwelle in den Weltraum strahlt. Da jedoch die Brechzahl der Erdatmosphäre für den UKW-Frequenzbereich mit zunehmender Höhe abnimmt, ist der Horizont der elektromagnetischen Wellenausbreitung größer als der optische Horizont, wodurch auch größere Reichweiten möglich werden. Als Raumwelle wird die sich von einem Sender in den Raum ausbreitende elektromagnetische Welle bezeichnet. Sie gelangt durch Reflexionen an der Ionosphäre wieder zur Erde zurück. Da die Ionosphäre jedoch keine harte reflektierende Oberfläche hat, muss man streng genommen von Brechung sprechen. Im Kurzwellenbereich werden die Raumwellen an der Ionosphäre besonders gut reflektiert und bewegen sich zur Erdoberfläche zurück. Von dort kann das Signal erneut zur Ionosphäre reflektiert werden. Auf diese Weise können die Radiowellen rund um die Erde wandern, so dass KW-Sender weltweit empfangen werden können.

Band	Langwelle	Mittelwelle	Kurzwelle	Ultrakurzwelle
<i>Art der Ausbreitung</i>	Bodenwellen	Bodenwellen, Raumwellen (nachts)	Bodenwellen, Raumwellen	Freiraumwellen (quasioptisch)
<i>Typische Reichweite</i>	> 1000 km	Bodenwelle: < 300 km, Raumwelle: > 1000 km	Bodenwelle < 100 km, Raumwelle: weltweit	< 200 km (Überreichweiten je nach Wetter möglich)
<i>Typische Sendeleistungen</i>	< 2,5 MW	< 2 MW	< 500 kW	< 100 kW
<i>Nutzung (Bsp.)</i>	Rundfunk, Funkfeuer, DCF77	Rundfunk	Rundfunk, Seefunk, Amateurfunk	Rundfunk, Analog-TV, Flugfunk

Tabelle 3: Ausbreitungsbedingungen von EM-Wellen in Rundfunkbändern

Die Raumwellen von Lang- und Mittelwellensendern werden tagsüber von der Ionosphäre absorbiert. In den Nachtstunden findet jedoch wie bei Kurzwellensendern eine Reflexion an der Ionosphäre statt. Raumwellen von UKW-Sendern werden in der Ionosphäre nicht oder nur sehr schlecht reflektiert, wodurch diese Sender im Regelfall nur dort empfangen werden können, wo die Sendeantenne sichtbar ist. Treffen Raum- und Bodenwellen gleichzeitig beim Empfänger ein, kommt es auf Grund der unterschiedlichen Laufzeiten zu Störungen.

2.1.3.3 Wellenausbreitung im Übertragungskanal

Die Wellenausbreitung spielt für die Versorgung bzw. die Versorgungsvorhersage und bei der Netzplanung eine große Rolle. Bei der Übertragung von hochfrequenten Signalen kommt es neben der Ausbreitung bei direkter Sicht zum Sender zu weiteren Ausbreitungseffekten, die das Signal beeinflussen, welche durch die Eigenschaften der elektromagnetischen Wellen in diesem Frequenzbereich bestimmt werden. Darunter zählen Abschattung durch Hindernisse, Reflexionen an Objekten die wesentlich größer sind als die verwendete Wellenlänge, Brechungen in Abhängigkeit der für die Wellen wirksamen Dichte des Ausbreitungsmediums, Streuungen an Objekten bzw. Oberflächenrauigkeit die in der Größenordnung der Wellenlänge liegen und Beugungen an Kanten. Zur Berechnung der Verhältnisse des Übertragungskanals bedient man sich so genannter Kanalmodelle, welche die Eigenschaften der realen Übertragungskanäle durch mathematische Beschreibungen nachbilden. Eine solche Abbildung wird mathematisch umso aufwändiger, je genauer die Beschreibung der Kanaleigenschaften erfolgen soll. Mit Hilfe der Kanalmodelle ist es schon im Vorfeld möglich, die Signalbeeinflussung durch die Übertragungseigenschaften des Kanals nachzubilden und Abschätzungen über die Robustheit der Übertragung in der Realität durchzuführen.

Das einfachste Kanalmodell stellt die ungestörte Ausbreitung im freien Raum, die so genannte Freiraumausbreitung, dar, welche auch als Einpfad-Modell bezeichnet wird. Die Ausbreitung der elektromagnetischen Welle wird bei diesem Kanalmodell nur durch den Rückgang der Leistungsflussdichte mit wachsender Entfernung zum Sender

und der mit steigender Frequenz kleiner werdenden Antennenwirkfläche gedämpft. Die Dämpfung wird auch Freiraumdämpfung (a_{FD}) genannt und lässt sich durch folgende Formel berechnen:

$$a_{FD} = \frac{(4\pi r f)^2}{c^2} \quad (linear)$$

$$a_{FD} \approx 32,5 + 20 \lg r + 20 \lg f \quad [dB] \quad (r: km, f: MHz)$$

In der Realität kann man sich diesem Modell nur bei ausreichend großen Abstand und quasioptischer Sicht zum Sender sowie bei Verwendung von stark bündelnden Richtantennen zur Ausblendung von Reflexionen annähern. Die Übertragung über Satelliten entspricht näherungsweise der Übertragung nach dem Einpfad-Modell. Phasen- und Frequenzgang eines solchen Kanals sind nahezu ideal. Dieses Modell ist damit verzerrungsfrei. Da die meisten Eigenschaften der elektromagnetischen Wellen dabei jedoch nicht berücksichtigt werden, können nur sehr einfache Übertragungskanäle beschrieben werden.

Um die realen Eigenschaften der Übertragung besser zu modellieren, berücksichtigt man zusätzlich zu den Eigenschaften des Einpfad-Modells das auf einem Übertragungskanal immer vorhandene Rauschen. Unter Rauschen versteht man eine Störgröße mit einer zufälligen, mittelwertfreien Verteilung der Amplitudenwerte. Daraus resultiert ein sehr breitbandiges konstantes Leistungsdichtespektrum des Rauschsignals. In Anlehnung an das weiße Licht, in dem alle Frequenzen des sichtbaren Lichtes enthalten sind, wird ein solches Rauschen auch als weißes Rauschen bezeichnet. Das Rauschen auf dem Übertragungsweg kommt unter anderem durch das Bauelementerauschen in Sender und Empfänger und durch atmosphärisches bzw. künstliches Rauschen auf dem Ausbreitungspfad zustande. Es setzt sich demzufolge aus der Summe vieler einzelner Rauschsignale zusammen. Da die Amplitudenverteilung des Rauschsignals einer Normalverteilung (auch Gaußverteilung genannt) entspricht, nennt man dieses Kanalmodell Additive White Gaussian Noise (AWGN-) Kanal. Bei Verwendung des AWGN-Kanals wird das Nutzsignal ausschließlich durch das Rauschen der Rauschquellen überlagert. Weitere mögliche Eigenschaften des Übertragungskanals und der elektromagnetischen Welle bleiben bei diesem Kanalmodell wiederum unberücksichtigt.

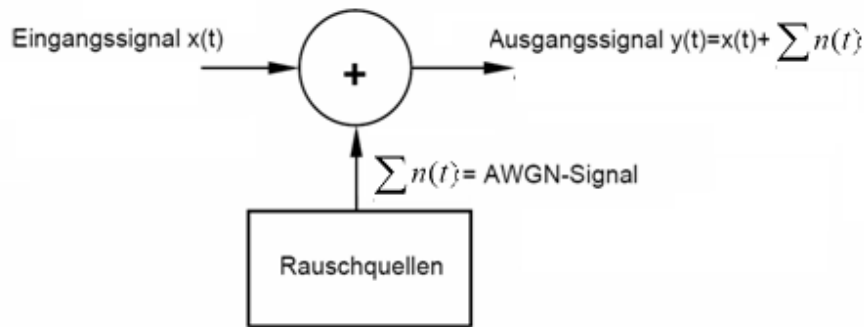


Abbildung 13: Prinzipieller Aufbau des AWGN-Kanals

Ein Kanalmodell, das die realen Einflüsse auf die Wellenausbreitung noch besser darstellen kann, ist das Zweipfad-Modell. Hier wird zu dem dominierenden Ausbreitungspfad noch ein weiterer berücksichtigt, wobei die Wegstrecke dieses Pfades größer ist als die des direkten Ausbreitungspfades. Ein solcher zusätzlicher Ausbreitungspfad kann sich beispielsweise durch Reflexion an Bergen oder Gebäuden ergeben. Das Signal über den zweiten Ausbreitungspfad hat auf Grund der größeren Wegstrecke zum Empfänger eine längere Signallaufzeit und wird als Echo bezeichnet. Die Amplitude des Echos hängt vom Reflexionskoeffizienten des Reflektors ab und ist im Allgemeinen geringer als die des Signals über dominierenden Ausbreitungspfad. Durch die Überlagerung des Signals aus dem dominierenden Pfad mit dem zeitverzögertem Echo kommt es beim Empfänger zu einer Welligkeit im Amplitudengang, was auch als frequenzselektives Fading bezeichnet wird. Phasen- und Amplitudengang sind nicht linear und der Übertragungskanal dadurch nicht mehr verzerrungsfrei. Das Zweipfad-Modell kann zur Vereinfachung für die meisten Kanalberechnungen herangezogen werden, es stellt jedoch immer noch nicht die realen Bedingungen eines terrestrischen Übertragungskanals mit seiner Vielzahl von Ausbreitungspfaden dar. Durch die unterschiedlichen Laufzeiten der vielen Ausbreitungspfade kommt es zur Verbreiterung der ausgesendeten Signale, da sich die Einzelsignale mit geringfügig unterschiedlichen Laufzeiten beim Empfänger überlagern. Die Standardabweichung dieser Laufzeitunterschiede um ihren Mittelwert bezeichnet man als Laufzeitdispersion oder auch Delay-Spread. Dadurch kommt es bei der Übertragung von digitalen Signalen zur Verbreiterung des Nutzsignals im Zeitbereich, was einer Tiefpassfilterung entspricht. Die Folge daraus sind die Verminderung der Übertragungsgeschwindigkeit und Intersymbolinterferenzen. Es handelt sich dabei

somit um die Eigenstörung von aufeinander folgenden Symbolen bei der Übertragung über Kanäle mit Mehrwegeausbreitung. Durch Intersymbolinterferenzen fällt das Ende des vorhergehenden in den Anfang des gerade übertragenen Symbols. Während dieser Zeitdauer kommt es zu Abtastwerten, die nicht mehr der gesendeten Impulsfolge entsprechen und daher zu Störungen des gerade gesendeten Symbols führen. Intersymbolinterferenzen werden bei den digitalen Übertragungsverfahren entsprechend berücksichtigt, so dass sich deren störende Einflüsse nicht mehr auf die Signalqualität auswirken.

Bei der Mehrwegeausbreitung trifft man noch zwei Unterscheidungen. Treten im Übertragungskanal zu einem direkten Signalpfad eine weitere Anzahl voneinander unabhängiger Ausbreitungspfade mit vergleichbaren Dämpfungswerten auf, spricht man auch von einem Rice-Kanal. Diese Bezeichnung liegt in der statistischen Verteilung der Amplitudenwerte des Empfangssignals begründet, die im Wesentlichen einer Rice-Verteilung entsprechen. Mittels Rice-Kanal wird die reale Empfangssituation mit einer Richtantenne an einem festen Standort mathematisch beschrieben werden. Beim portablen Empfang kann jedoch nicht mehr in jedem Fall davon ausgegangen werden, dass ein dominierender Ausbreitungspfad vorhanden ist. Die Signalübertragung geschieht dann über viele voneinander unabhängige Ausbreitungspfade. Man bezeichnet einen solchen Kanal auch als Rayleigh-Kanal. Diese Bezeichnung resultiert wiederum aus der Statistik der Amplitudenwerte des Empfangssignals, die dann im Wesentlichen einer Rayleigh-Verteilung entspricht. In der realen Umgebung tritt nahezu immer eine Vielzahl von den beschriebenen Einflüssen der Wellenausbreitung auf, was bedeutet, dass das Signal durch topographische sowie morphologische Eigenschaften der Umgebung sowohl gedämpft, reflektiert, gebrochen und gebeugt wird, bis es den Empfänger erreicht. Durch diese Welleneigenschaften ist außerdem auch immer mit Mehrwegeausbreitung zu rechnen. Je nach Signalstärke und Störsituation z.B. durch atmosphärische Störungen macht sich zusätzlich Rauschen im Übertragungskanal bemerkbar. Alle diese Beeinflussungen sind außerdem von der Witterung und von der Jahreszeit abhängig. Man kann daher in der Praxis feststellen, dass sich über der von einem Sender versorgten Fläche ein orts- und zeitabhängiger Feldstärkeverlauf ergibt, der eher statistischer Natur ist.

3 Digital Radio Mondiale Spezifikation

3.1 Systemübersicht

Das DRM-System besteht im wesentlichen aus den folgenden vier Komponenten:

- Quellencodierung,
- Datenstrom-Multiplexer,
- Kanalcodierung,
- OFDM-Signalgenerator.

Da das DRM-System ursprünglich für Lang-, Mittel- und Kurzwelle entwickelt wurde, ist es auf die Eigenschaften des Übertragungskanal für Frequenzen unter 30 MHz ausgelegt. Dabei wurde das bestehende Kanalaraster dieser Bänder von 9 bzw. 10 kHz beibehalten. Um den verschiedenen und sich ständig ändernden Übertragungsbedingungen gerecht zu werden, müssen die Übertragungsparameter an eine Vielzahl von unterschiedlichen Kanaleigenschaften in kurzer Zeit anpassbar sein. Unten stehende Abbildung zeigt den Aufbau und das Zusammenspiel der verschiedenen Komponenten zur Aufbereitung des DRM-Sendesignals anhand eines Blockschaltbildes.

Darauf ist auch die Aufteilung in drei logische Kanäle zu erkennen.

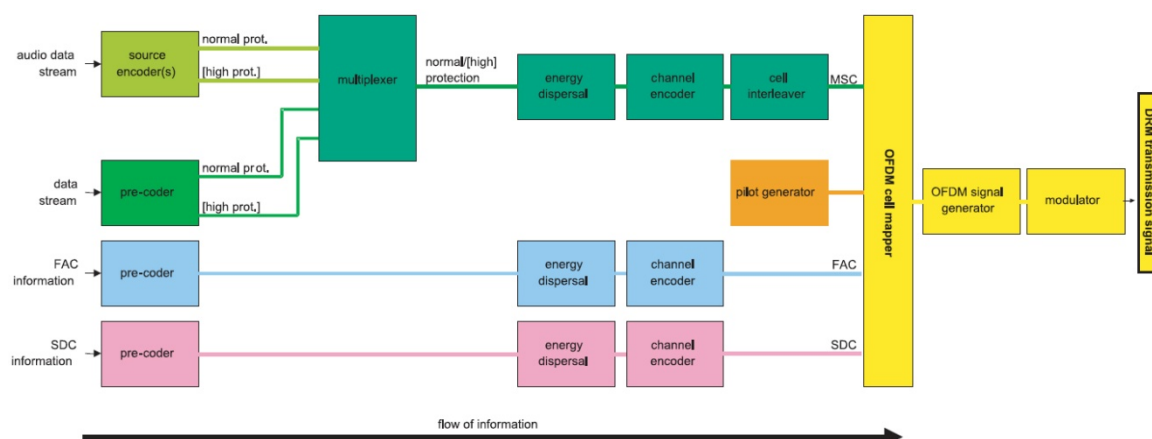


Abbildung 14: DRM-Sendesignalaufbereitung

Der Main Service Channel (MSC) kann bis zu vier verschiedene Daten- oder Audiokanäle aufnehmen. Zur Quellencodierung der Audiodaten kommen je nach Verwendungszweck verschiedene Codecs zum Einsatz, auf die im nachfolgendem Abschnitt genauer eingegangen wird. Die Datenkanäle werden vorkodiert und danach

im Multiplexer mit den Audiodaten zusammengeführt. Der zu übertragende Datenstrom soll ein möglichst gleichverteiltes Leistungsdichtespektrum aufweisen. Zu diesem Zweck wird er durch einen Pseudo-Zufallsgenerator mit dem Rückkopplungsschema $P(X) = X^9 + X^5 + 1$ verwürfelt. Nach der Verwürfelung gelangt der Datenstrom Kanalcodiert, was der Verringerung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit dient. Der letzte Verarbeitungsschritt im MSC-Zweig ist der so genannte Cell-Interleaver, welcher die zeitliche Zusammensetzung des Datenstroms verändert, wodurch mögliche Bitfehler zeitlich gestreut und somit im Empfänger besser behoben werden können. Parallel zum MSC werden der Fast Access Channel (FAC) sowie der Service Description Channel (SDC) gebildet. Die geschieht gleichermaßen mit einem Verwürfeler (auch Scrambler genannt) und einer Kanalcodierung. Zur Kanalabschätzung und Zeit- bzw. Frequenzsynchronisation im Empfänger fügt der Pilot-Generator dem Sendesignal sogenannte Pilottöne oder auch Referenzsignale hinzu. Die Anzahl und Häufigkeit dieser Referenzsignale wird vom Robustness Mode bestimmt. Die Übertragungssicherheit wird durch häufigere Referenzsignale verbessert, was allerdings die nutzbare Bitrate verringert. Folgend werden die drei logischen Kanäle und das Signal des Pilot-Generators dem OFDM-Multiplexer zugeführt und moduliert.

3.2 Quellencodierung

Ziel der Quellencodierung ist es, die zu übertragenden Daten möglichst stark zu komprimieren. Dabei bedient man sich der Redundanz- und Irrelevanzreduktion, welche sich bei den Audiodaten am psychoakustischen Modell unseres Ohres orientieren. Grundliegende Ideen dieses Modells sind zum Beispiel, dass das menschliche Ohr hohe Frequenzen schlechter wahrnimmt als tiefe, und Töne, die im Spektrum neben Geräuschen großer Intensität liegen nicht gehört werden. Die Reduktion der Audiodaten beruht am Ende also auf dem Übertragen der hörbaren und dem Weglassen der nicht hörbaren Anteile des Spektrums.

Die in der Praxis möglichen Bitraten bei 10 kHz Bandbreite und den möglichen Signal-Störabständen liegen bei ca. 10 bis 25 kBit/s. Um bei einer derart niedrigen Bitrate

noch adäquat Audiosignale übertragen zu können, bedient sich der DRM-Standard einiger unter MPEG-4 standardisierten Audio- bzw. Sprachkodierverfahren. Dazu zählen MPEG-4 Advanced Audio Coding (AAC bzw. AAC+) sowie die beiden reinen Sprachkodierer MPEG-4 Code Excited Linear Prediction (CELP) und MPEG-4 Harmonic Vector Excitation Coding (HVXC). Eine weitere Forderung an die Quellencodierung ist die Robustheit gegenüber Bitfehlern die gerade bei drahtloser Übertragung auf Kanälen mit Mehrwegeausbreitung und Signaleinbrüchen durch Fading nicht auszuschließen sind.

Durch die beschränkte Bandbreite kann man die Quellencodierung nur mit niedriger Abtastrate durchführen. Nach dem Nyquist-Shannon-Abtasttheorem muss die Abtastrate mindestens doppelt so groß wie die höchste, im Niederfrequenzsignal vorkommende Frequenz, sein. Darunter würde jedoch der Höreindruck stark leiden, da der Hörer die hohen Frequenzen vermisst. Um den Höreindruck zu verbessern, ist ein größeres Spektrum erforderlich. Dafür wird zusätzlich zum eigentlichen Audiosignal ein Datenstrom übertragen, der Informationen über die Hüllkurve des oberen Frequenzspektrums enthält. Anhand des unteren Frequenzbandes und dieser zusätzlichen Hüllkurveninformation kann der Decoder nun ein breiteres Frequenzband wiederherstellen. Man spricht bei diesem Verfahren von Spektralband Replikation (SBR). Ermöglicht wird dies zum einen durch das zu hohen Frequenzen hin immer weniger anspruchsvoll werdende menschliche Gehör und zum anderen durch die Tatsache, dass das Spektrum vieler Geräusche charakteristische Hüllkurven hat. Zwischen der Hüllkurve im tieffrequenten und hochfrequenten Bereich besteht eine

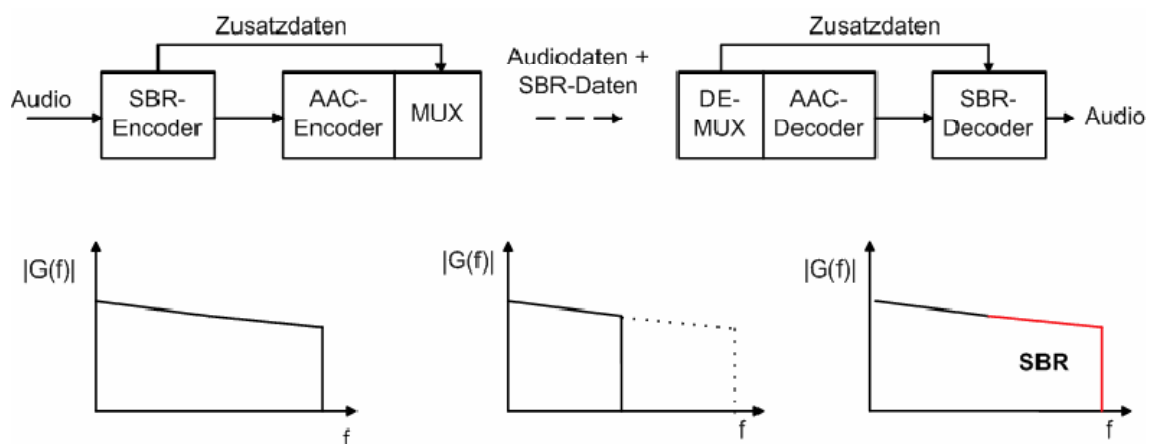


Abbildung 15: Prinzip der Spektralband-Replikation

deutliche Korrelation. So werden Obertöne periodisch fortgesetzt, da die zeitlichen Hüllkurven von mittelfrequenten und hochfrequenten Tönen meist sehr ähnlich aussehen. Dieses Prinzip ist sowohl mit dem Advanced Audio Codec (AAC) als auch mit dem Sprachcodec CELP einsetzbar. Nach einem ähnlichen Prinzip funktioniert auch Parametric Stereo, welches dem Hörer einen stereoähnlichen Höreindruck liefern soll.

3.3 Übertragungsverfahren und Betriebsarten

Bei DRM werden die Daten mittels "Orthogonal Frequency Division Multiplex" (OFDM) übertragen. OFDM ist ein Mehrträgersmodulationsverfahren, welches mehrere orthogonale Trägersignale zur Datenübertragung verwendet. Durch die Orthogonalität der Träger, wird das Übersprechen zwischen Signalen benachbarter Träger reduziert. Damit ist das Verfahren eine Sonderform des "Frequency Division Multiplexing", bei dem die Abstände der einzelnen Träger so groß gewählt sind, dass sich die Signale gegenseitig nicht beeinflussen.

Die zu übertragende Nutzinformation wird zunächst auf mehrere Teildatenströme mit niedrigerer Datenrate aufgeteilt und anschließend jeder für sich mit einem herkömmlichen Modulationsverfahren, die weiter unten in diesem Abschnitt genauer erläutert werden, moduliert, wodurch jeder Träger im Frequenzbereich eine Si-Funktion ergibt. Der Abstand der einzelnen Trägerschwingungen wird dann so gewählt, dass deren Nullstellen genau aufeinander fallen. Die Träger können dann unter geringer gegenseitiger Beeinflussung miteinander addiert werden, wodurch das typische OFDM-Spektrum entsteht. Das Aufteilen des DRM-Datenstromes auf mehrere Teildatenströme mit niedriger Datenrate hat auch zur Folge, dass die Übertragung,

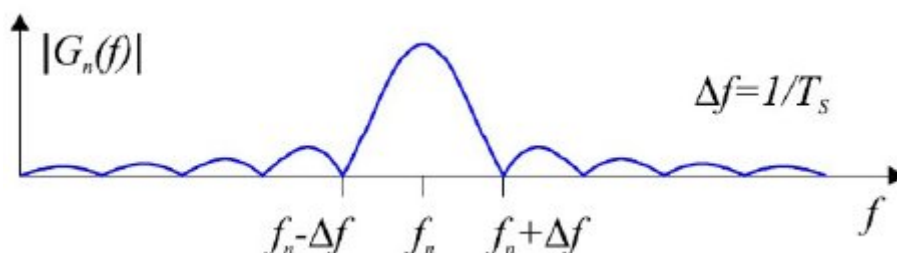


Abbildung 16: Spektrum eines getasteten Unterträgers (Si-Funktion) [4]

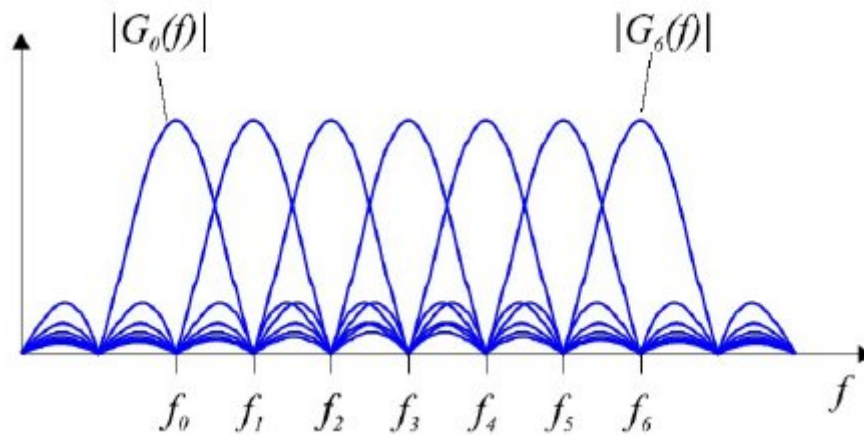


Abbildung 17: Spektrum sieben benachbarter getasteter Träger [4]

durch die daraus resultierende Erhöhung der Symboldauer, robuster gegenüber Mehrwegeausbreitung wird. Die Symboldauer eines OFDM-Symbols setzt sich aus der Dauer des eigentlichen Symbols und dem so genannten Schutzintervall zusammen. Das Schutzintervall bestimmt eine Zeitspanne, in der die Echos, welche durch Laufzeitdifferenzen verschiedener Signalwege entstehen, den Empfang nicht verschlechtern. Die Bedeutung des Schutzintervalls besteht darin, dass der Funkkanal im Empfänger erst dann ausgewertet wird, wenn alle Einschwingvorgänge abgeklungen sind. Je größer das Schutzintervall, desto länger darf das Echo sein. Gleichzeitig bedeutet dies aber auch, dass mehrere Sender auf derselben Frequenz senden können, um das Versorgungsgebiet besser auszuleuchten (Gleichwellenbetrieb), solange die Laufzeitunterschiede am Empfänger für alle Sender kleiner als das Schutzintervall sind. Das Schutzintervall ist dabei eine Art "Ruhezeit", die Symbolinterferenzen aufeinanderfolgender Symbole verhindert.

OFDM-Signale werden mit komplex rechnenden inversen diskreten Fouriertransformationen (IDFT) erzeugt. Die IDFT setzt voraus, dass alle Subträgerfrequenzen orthogonal zueinander stehen und lässt sich völlig mit digitalen Signalprozessoren bzw. spezieller Software auf Universalprozessoren realisieren, sodass der Hochfrequenzteil der Schaltung relativ einfach und wenig aufwendig bleibt. Durch das senderseitige Hinzufügen von Referenzsignalen in das OFDM-Spektrum, wird außerdem die Kanalschätzung sowie die Zeit- und Frequenzsynchronisation im Empfänger erleichtert. Anhand dieser Referenzsignale wird der Übertragungskanal ständig entzerrt. Dabei wird der reale Kanal im Empfänger dem idealen Kanal

angepasst. Frequenzverschiebungen der einzelnen Träger durch den Dopplereffekt sowie der Amplitudengang des Kanals sind dadurch in einem gewissen Rahmen korrigierbar.

Die einzelnen Unterträger werden bei DRM mittels Quadratur-Amplitudenmodulation (QAM) moduliert. Dabei werden einer Trägerschwingung zwei voneinander unabhängige Signale aufgeprägt. Die Signale werden jeweils per Amplitudenmodulation auf einen Träger gleicher Frequenz, jedoch mit um 90° verschobener Phase, moduliert. Anschließend werden die beiden modulierten Trägerschwingungen addiert. Je nach Ausprägung wird die Information dadurch sowohl in der Phasen- als auch in der Amplitudenkomponente der Trägerschwingung untergebracht. Bei DRM kommen dabei drei verschiedene Modulationsarten zum Einsatz, die sich durch die Anzahl der Phasen- bzw. Amplitudenzustände und dadurch durch die Anzahl der gleichzeitig übertragenen Bits unterscheiden. Die folgende Tabelle gibt einen Überblick über die verwendeten Verfahren.

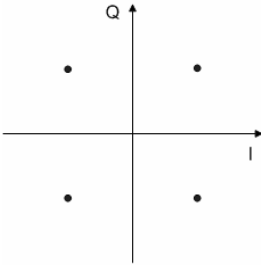
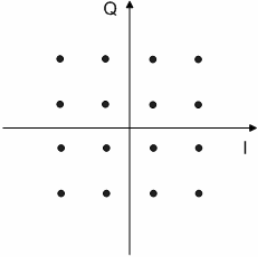
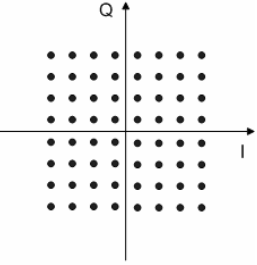
Bezeichnung:	4-QAM	16-QAM	64-QAM
Anzahl der Phasen-zustände (m):	4	16	64
Anzahl gleichzeitig übertragener Bits ($n = \lg(m)$):	2	4	6
Konstellations-diagramm:			

Tabelle 4: DRM-Modulationsverfahren

Durch die Auslegung des DRM-Standards auf das LMK-Band und die in diesem Band übliche ständige Änderung der Übertragungseigenschaften, kann es zu einer Frequenzverschiebung (Fading) der einzelnen Träger kommen, welche sich dann unter

Umständen gegenseitig überlagern können. Um dieser Erscheinung entgegenwirken zu können, ist es vorgesehen die Anzahl und damit den Frequenzabstand der Träger zu verändern. Dadurch kann die Übertragung an die jeweilige Ausbreitungssituation angepasst werden. Bei DRM unterscheidet man vier verschiedene Modi, die sich in der Anzahl der Träger, der Länge des Schutzintervalls sowie der Anzahl der Referenzsymbole unterscheiden. Die Modi werden "Robustness Modes" genannt und haben direkten Einfluss auf die Störresistenz und die übertragbare effektive Datenrate. Folgende Tabelle gibt einen Überblick über die Robustness Modes und deren Parameter.

Modus	Träger- abstand (Hz)	Anzahl der Träger				Symbol- dauer (ms)	Schutz- intervall (ms)	Daten- rate	Robust- heit
		9 kHz	10 kHz	18 kHz	20 kHz				
A	41,66	204	228	412	460	26,66	2,66	++	--
B	46,88	182	206	366	410	26,66	5,33	+	-
C	68,18	*	138	*	208	20	5,33	-	+
D	107,14	*	88	*	178	16,66	7,33	--	++

Tabelle 5: Übertragungsmodi (* - Modus nicht vorgesehen) [5]

Modus A ist hauptsächlich für lokale Sendungen auf der Lang- und Mittelwelle vorgesehen, bei denen die Übertragung durch die Bodenwelle überwiegt und es dementsprechend praktisch kein Fading gibt. Es sind aber auch Kurzwellenübertragungen in Mode A möglich, um die Datenrate und damit die Tonqualität zu verbessern. Modus B ist vor allem bei Kurzwellenübertragungen mit nur einer Reflexion an der Ionosphäre beliebt. Es handelt sich um Sender, die z.B. nur innerhalb Europas empfangen werden sollen. Einige Lang- und Mittelwellensender bevorzugen nachts auch eher Modus B, da nachts auch in diesen Bändern die Raumwelle an der Wellenausbreitung beteiligt ist. Modus C kann für Kurzwellensendungen über Kontinente hinweg verwendet werden. Da bei diesen

Entfernungen die Wellen mehrfach zwischen Ionosphäre und Erde hin und her reflektiert werden, kommt es hier verstärkt zur Überlagerung von Wellen mit verschiedenen Laufzeiten und somit zu Signalverstärkungen und -auslöschungen. In der Regel nutzt man auch zur Überseeversorgung trotzdem Mode B, da er eine höhere Datenrate bietet. Modus D ist der störungsunempfindlichste Übertragungsmodus und wird hauptsächlich für NVIS-Übertragungen (Near Vertical Incidence Skywave) verwendet. Diese Sendart wird sich in Europa wohl kaum verbreiten, sie soll in den tropischen Regionen auf den entsprechenden Frequenzbändern verwendet werden. Da hierbei die Wellen nahezu senkrecht gen Himmel gestrahlt werden, kommt es neben den bereits genannten Fading-Effekten noch zusätzlich zu Dopplerverschiebungen, da die Höhe der reflektierenden Luftschichten über dem Boden ständig schwankt [1].

3.4 Rahmenaufbau, Multiplex

An das Multiplex bei DRM werden eine Reihe an Anforderungen gestellt. Einerseits soll in der gesamten Bandbreite eine schnelle Auswahl der Services möglich sein, andererseits sollen möglichst viele Daten für das Radioprogramm übertragen werden.

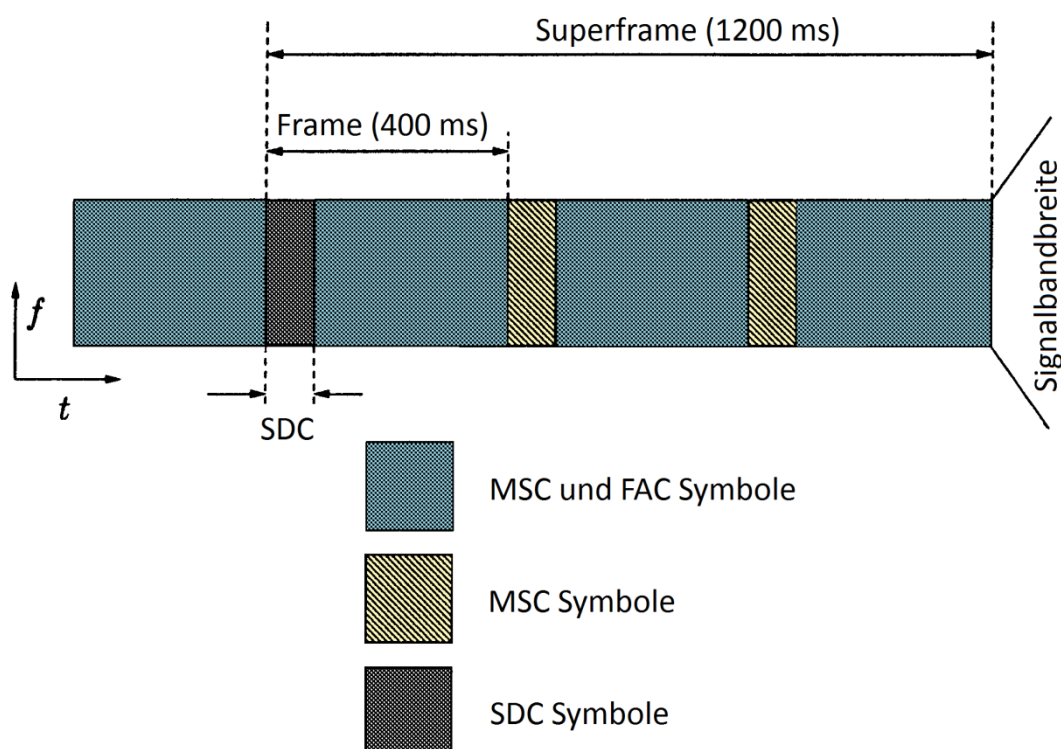


Abbildung 18: Rahmenaufbau eines DRM-Multiplexsignals

Um diesen Anforderungen gerecht zu werden, werden die drei logischen Kanäle zeitlich in Rahmen zusammengefasst. Der Rahmenaufbau geschieht dabei in 1200 Millisekunden langen Superframes, die wiederum in jeweils drei 400 Millisekunden lange Frames unterteilt sind. In oben stehender Abbildung ist der DRM-Rahmenaufbau dargestellt. Die drei logischen Kanäle werden in den folgenden Abschnitten genauer beschrieben.

3.4.1 Fast Access Channel

Der Fast Access Channel (FAC) ist der Kanal, der als erstes dekodiert wird. Er enthält alle notwendigen Informationen, die im Empfänger zum Dekodieren der DRM-Aussendung benötigt werden. Jeder Rahmen trägt mindestens einen FAC-Block. Werden mehrere Dienste übertragen, so ist für jeden Dienst ein separater FAC-Block notwendig. Der FAC besteht aus 64 Bit, wovon die im Folgenden beschriebenen 20 Bit auf das Datenfeld für die Kanalparameter fallen.

- Base/Enhancement flag (1 Bit):
Dieses Bit bestimmt, ob es sich um eine Standardübertragung oder eine erweiterte Übertragung handelt, die nur von bestimmten Empfänger dekodiert werden kann.
- Identity (2 Bits):
Dieses Feld identifiziert die fortlaufende Nummer des FAC-Blocks innerhalb eines Superframes.
- Spectrum occupancy (4 Bits):
Dieses Feld spezifiziert die Konfiguration des digitalen Signals, also die Verteilung der Daten auf den verschiedenen Unterträgern.
- Interleaver depth flag (1 Bit):
Mit diesem Flag wird die Länge der zeitlichen Verschränkung des Datenstromes eingestellt (2 oder 0,4 Sekunden).
- MSC mode (2 Bits):
Die Modulationsart des Main Service Channel wird in diesem Feld festgelegt.

- SDC mode (1 Bit):
Dieses Flag legt die Modulationsart des Service Description Channel fest.
- Number of services (4 Bits):
Die Anzahl der Daten- und Audioservices wird in diesem Feld beschrieben.
- Reconfiguration index (3 Bits):
Dieses drei Bit lange Feld indiziert den Status und die zeitliche Abstimmung einer Multiplexneuordnung.

Vervollständigt werden diese 18 Kanalparameterbits von zwei für zukünftige Nutzung reservierten Bits. Anschließend folgen die Dienstparameter mit einer Länge von 44 Bits.

- Service identifier (24 Bits):
Die Service-ID beinhaltet eine einmalige Nummer zur Identifikation des Senders oder des Datendienstes.
- Short identifier (2 Bits):
Dieses Feld stellt eine Schnellidentifikation des Services innerhalb des Service Description Channel dar.
- Audio conditional access indication (1 Bit):
Dieses Flag zeigt eine Verschlüsselung der Audiodaten an. Eine logische "1" bedeutet, dass der Datenstrom mittels eines Schlüssels im Empfänger entschlüsselt werden muss, was die Grundlage für kostenpflichtige Services darstellt.
- Language (4 Bits):
In diesem Feld wird die Sprache des Services angegeben. Zusätzliche Sprachen werden außerdem noch im Service Description Channel angegeben.
- Audio/Data flag (1 Bit):
Dieses Bit legt fest, ob es sich um einen Daten- oder Audiostrom handelt.
- Service descriptor (5 Bits):
Bei Hörfunkprogrammen wird in diesem Feld die Art des Programmes (Nachrichten, Klassik, ...) beschrieben. Für Datendienste wird hier die Art der Anwendung festgelegt, mit der der Datenstrom verarbeitet werden kann.

- Data conditional access indication (1 Bit):

Dieses Flag indiziert analog zur Audio conditional access indication eine Verschlüsselung die hier jedoch auf einen Datendienst bezogen ist.

Die nachfolgenden sechs Bits sind für zukünftige Erweiterungen reserviert. Der FAC wird nach seiner Bildung mittels eines zyklischen Blockcodes, welcher mit dem Generatorpolynom $G(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$ arbeitet, mit acht redundanten Bits versehen, die zur Bitfehlererkennung und -korrektur benötigt werden.

3.4.2 Service Description Channel

Der Service Description Channel (SDC) beinhaltet Informationen, wie der Main Service Channel dekodiert werden muss, aber auch über alternative Frequenzen sowie Übertragungsverfahren und Zusatzinformationen, die den Dienst betreffen. Diese Zusatzinformationen können zum Beispiel Alternativfrequenzen und Frequenzpläne enthalten. Jeder Superframe enthält einen SDC Block. Er ist ein unabhängiger Datenkanal und kann abhängig von den Übertragungsparametern unterschiedliche Datenkapazitäten übertragen. Die Übertragung der SDC-Daten kann je nach Größe über mehrere SDC-Blöcke erfolgen.

Die ersten vier Bits des SDC enthalten einen Zähler, der die Blöcke mit identischen Daten fortlaufend inkrementiert. Gefolgt wird dieser sogenannte "AFS index" von einem Datenfeld mit einer Länge zwischen 13 und 207 Bytes, welches die folgenden Informationen enthalten kann:

- Multiplex-Beschreibung,
- Service-Name (Label),
- Parameter für bedingten Zugriff (Verschlüsselung),
- Alternative Frequenzen,
- Frequenzplan,
- Anwendungsdaten (zur Nutzung von Datendiensten),
- Ankündigungen,
- Alternative Frequenzen nach Region,

- Zeit- und Datumsinformationen,
- Audiodekodierungsinformationen,
- FAC Kanalparameter,
- Alternative Sender.

Die genaue Länge des Feldes wird durch den Robustness Mode bestimmt und ist in Tabelle 35 im Anhang angegeben. Zur Bitfehlererkennung und -korrektur kommt auch hier wieder ein zyklischer Blockcode mit einer Länge von 16 Bit und dem Generatorpolynom $G(x) = x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$ zum Einsatz.

3.4.3 Main Service Channel

Der Main Service Channel (MSC) beinhaltet die gesamten Daten der Services im DRM-Multiplexsignal. Dabei sind bis zu vier gleichzeitige Services möglich, von denen wiederum jeder ein Audio- oder Datenservice sein kann. Durch eine freie Konfigurierbarkeit der Audio- und Datenströme ist es möglich, mehrere Dienste von einem Datenstrom abzuleiten oder auch einen Dienst auf mehrere Datenströme zu verteilen. Die Nettodatenrate des MSC ist von der Kanalbandbreite und vom Übertragungsmodus abhängig und wird im folgenden Abschnitt genauer beschrieben.

3.5 Kanalkodierung

Die Kanalkodierung ist für die drahtlose digitale Datenübertragung ein entscheidendes Kriterium, da auf gestörten Kanälen mit Mehrwegeausbreitung immer Signaleinbrüche und damit verbundene Bitfehler zu erwarten sind. Es treten sowohl Einzelbitfehler als auch Bündelfehler auf. Mittels Kanalkodierung erreicht man eine starke Verbesserung der Übertragungssicherheit. Bitfehler können erkannt und in gewissen Grenzen sogar korrigiert werden. Dazu ist es erforderlich, der eigentlich zu übertragenden Information Redundanzen hinzuzufügen, durch die es möglich wird zu entscheiden, ob Übertragungsfehler aufgetreten sind und unter Umständen sogar eine Korrektur

möglich ist. Die Coderate ist dabei das Verhältnis der zu sichernden Informationsbits zu den redundanten Codebits.

$$\text{Coderate} = \frac{\text{Nutzdatenbits}}{\text{Gesamtbits}}$$

Die Effizienz der Kanalcodierung wird durch einen Interleaver erhöht. Der Interleaver verteilt die einzelnen Bits zeitlich, so dass deren Reihenfolge innerhalb des Datenstromes unterbrochen wird. Dadurch vermeidet man Störungen durch sogenannte Bündel- bzw. Burstfehler, wobei es sich um mehrere aufeinander folgende Bitfehler auf der Übertragungsstrecke handelt, die zum Beispiel durch Signaleinbrüche aufgrund von Fading auftreten. Im Empfänger sind diese Fehler nach dem Deinterleaving meist nur noch weit verteilte Einzelbitfehler, die dann mittels Kanalcodierungsmechanismen korrigiert werden können. Bei DRM wird ein mehrstufiges Schutzklassenkonzept verwendet. Für den MSC stehen zwei Coderaten zur Verfügung, mit denen die festgelegten höher und niedriger priorisierten Daten geschützt werden. Für den SDC und FAC kommt nur eine feste Coderate zum Einsatz. Die nachfolgende Tabelle gibt einen Überblick über die Schutzklassen und die damit erzielbaren maximalen Nutzdatenraten in Abhängigkeit des Robustness Modes bei 9 bzw. 10 kHz Kanalbandbreite.

Schutz- klasse	Robustness-Mode/Bandbreite/QAM-Modus									Robust- heit
	A	B				C		D		
	9 kHz			10 kHz						
	64- QAM	16- QAM	64- QAM	16- QAM	64- QAM	16- QAM	64- QAM	16- QAM	64- QAM	
0	19,6	7,6	15,2	11,6	17,4	9,1	13,7	6	9,1	++
1	23,5	10,2	18,3	14,5	20,9	11,4	16,4	7,5	10,9	+
2	27,8	-	21,6	-	24,7	-	19,4	-	12,9	-
3	30,8	-	24	-	27,4	-	21,5	-	14,3	--

Tabelle 6: Maximale Nutzdatenraten in Abhängigkeit der Schutzklasse in kBit/s [1]

In Tabelle 7 sind die, auf Grund der Kanalcodierung erreichten, Coderaten dargestellt. Wie man daraus ablesen kann, werden für den Fehlerschutz teilweise bis zu 50 Prozent

der maximalen Bitrate aufgewendet. Diese Tatsache macht DRM im Allgemeinen zu einem sehr robusten Übertragungsstandard, mit dem auch noch unter sehr schlechten Bedingungen relativ gute Ergebnisse erzielt werden können.

Kanal	Modulation	Coderaten
<i>FAC</i>	4-QAM	0,6
<i>SDC</i>	4-/16-QAM	0,5
<i>MSC</i>	16-QAM	0,5/0,62
	64-QAM	0,5/0,6/0,71/0,78

Tabelle 7: Mögliche Coderaten der einzelnen logischen Kanäle [6]

3.6 Weitere Sendeformen und Fähigkeiten von DRM

Zusatzdienste sind eine große Bereicherung des Digitalradios gegenüber dem analogen AM-Radio. Es besteht die Möglichkeit, kurze Nachrichten oder Schlagzeilen auf das Display des DRM-Receivers zu bringen oder zum Beispiel den aktuell ausgestrahlten Musiktitel anzuzeigen. Außerdem können mittels MOT-Service (Multimedia Object Transfer) Bilder und Multimediadaten übertragen werden. Mit Journaline existiert ein Dienst mit dem es möglich ist interaktive Textnachrichten zu übertragen. Der Hörer kann auswählen welche Schlagzeilen oder Textnachrichten er lesen will. Diese Nachrichten lassen sich als RSS-Feeds (Rich Site Summary) auf der Sendeseite in den DRM-Datenstrom einbinden. Durch die Nutzung von RSS-Feeds wird es für einen Medienanbieter leicht möglich, die bereits vorhandenen Nachrichtendaten auch per DRM zu verbreiten. Des Weiteren besteht auch die Möglichkeit parallel zum Hörfunkprogramm einen so genannten elektronischen Programmführer zu übermitteln, wenngleich dieser aufgrund der geringen Bandbreite im Vergleich zu anderen Systemen wie zum Beispiel bei DVB (Digital Video Broadcast) nur oberflächlich ausfällt. Eine sinnvolle Funktion für Radios mit integrierter Uhr (z. B. Radiowecker) ist weiterhin die Übermittlung des aktuellen Datums und der Zeit.

Eine weitere technische Fähigkeit von DRM ist Simulcasting. Technisch ist es möglich, gleichzeitig AM und DRM auf einer Frequenz auszustrahlen. Das Verfahren wird als Singlechannel-Simulcast-Verfahren (SCS) bezeichnet. Hörer mit AM-Geräten können diese somit weiter nutzen, während DRM-Hörer in den Genuss eines verzerrungsfreien Signals kommen. Der DRM-Klang ist in diesem Fall jedoch dumpf, da nur geringe Datenraten verwendet werden können. Im SCS-Betrieb muss das AM-Signal jedoch deutlich stärker als der digitale DRM-Anteil des Signals sein, um das Hintergrundrauschen bei analogem Empfang erträglich zu halten. Dadurch reduziert sich natürlich das DRM-Versorgungsgebiet gegenüber einer rein digitalen Aussendung ganz deutlich. Diese Lösung ist somit nur ein Kompromiss. [1] Digitale Übertragungssysteme ermöglichen weiterhin auch immer den Gleichwellenbetrieb. Ein Gleichwellennetz besteht aus Sendern, die synchron zueinander und unter Nutzung derselben Sendefrequenzen absolut identische Bitströme ausstrahlen. Jeweils benachbarte Sender unterstützen sich in der Aufgabe, ein bestimmtes Gebiet zu versorgen. Die Topographie eines derartigen Netzes wird hauptsächlich durch den maximal zulässigen Abstand benachbarter Sender vorgegeben. [1]

3.7 DRM+

Das 1998 gegründete internationale DRM-Konsortium entwickelte ein digitales Übertragungssystem für das LMK-Band, und führte dieses System weltweit ein. Derzeitig fokussieren sich die Entwicklungen auf DRM+, wobei es sich um ein digitales System für den FM-Bereich handelt. DRM und DRM+ sind die beiden Systemvarianten der DRM Familie. Sie unterscheiden sich im nutzbaren Frequenzbereich: DRM für den AM-Bereich und DRM+ für den FM-Bereich. DRM+ ist daher nicht als Nachfolger sondern als Erweiterung des DRM-Standards zu sehen.

DRM+ soll das zukünftige Ablösesystem für den analogen Hörrundfunk im FM-Bereich werden und ist ein eigenständiges digitales Sendesystem, welches nicht mit FM verknüpft ist. Es baut somit auch nicht auf gewachsene FM-Strukturen auf, die dem öffentlich-rechtlichen Rundfunk vielfach die bessere frequenztechnische Ausstattung geben. In der digitalen Welt dürfen diese Nachteile für den privaten Hörfunk nicht

weiter bestehen. Als rasterkonformes System kann DRM+ in das FM-Band eingeplant werden und zwar in Frequenzbereichen 87,5 bis 108 MHz, 47 MHz bis 68 MHz (Band I), 65,8 MHz bis 74 MHz (OIRT FM Band) und 76 MHz bis 90 MHz (FM Band Japan). Mit einer Bandbreite von 96 kHz kann DRM+ in einem Multiplex ein bis vier Programme, Audio, Video oder Daten übertragen. So z. B. zwei Stereoprogramme mit je 64 kBit/s und zusätzlich zwei sprachorientierte Programme oder Datendienste mit je 24 kBit/s. Insgesamt werden bei Nutzung des modernen Codierungsverfahrens MPEG-4 HE AAC bis zu 186 kBit/s möglich sein. Neben einer störungsfreien Einplanung in das FM-Band durch flexible Anpassung der Sendeleistung und Sendefrequenz, kann DRM+ durch Variation der technischen Parameter wie Coderate auf die Anforderungen des jeweiligen Programmanbieters in Bezug auf die Datenrate, und somit auch auf die Reichweite, reagieren. Die hohe Spektrumseffizienz von 1,9 Bit pro Sekunde pro Hertz gewährleistet einen sorgfältigen Umgang mit der Ressource Frequenz. Der Programmanbieter kann seine bekannte FM-Frequenz behalten, der Rezipient nutzt aber automatisch immer den qualitativ höherwertigen Übertragungsweg. Eine Surround-Option und die Möglichkeit der Datenübertragung sind im Standard vorgesehen. Zur Sendeleistung kann aus heutiger Sicht grob abgeschätzt werden, dass die DRM+-Leistung bei Übertragung der vollen Datenrate von 186 kbit/s gegenüber FM nur noch rund 10 Prozent bei gleicher Reichweite betragen braucht.

In Staaten, in denen das UKW-Spektrum nur mit wenigen Sendern belegt ist, kann die Digitalisierung des Hörfunks problemlos mit DRM+ erfolgen, da sowohl große Gebiete mittels Gleichwellennetzen (überregionale Programme) als auch lokale Gebiete mit Einzelfrequenzen versorgt werden können. In Deutschland kann eine Digitalisierung

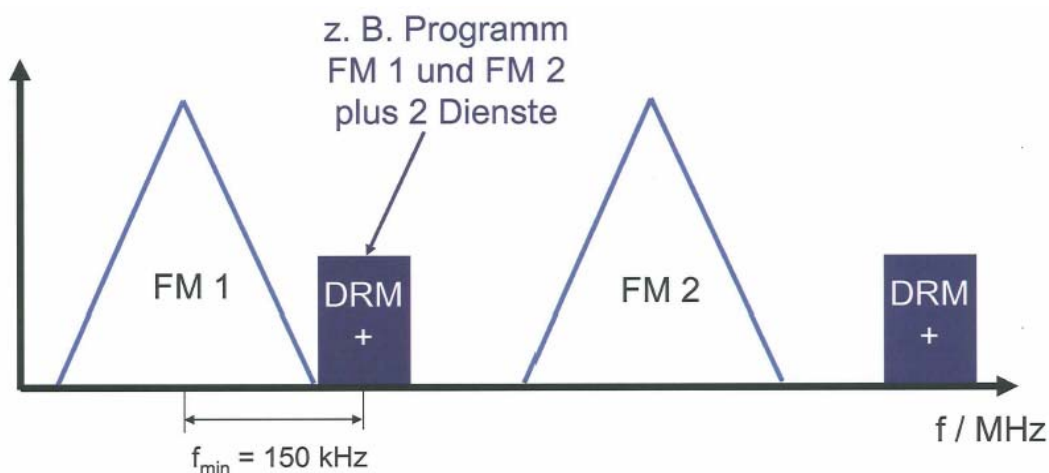


Abbildung 19: Möglichkeit zur Einführung von DRM+ in bestehende Infrastruktur [8]

sämtlicher Hörfunkprogramme im eng belegten FM-Bereich bei gleichzeitiger Aufrechterhaltung der analogen Aussendungen (Simulcast im FM-Band) nicht erfolgen. Die Digitalisierung des terrestrischen Hörfunks kann daher im ersten Schritt nur im Band III mit dem Ausstrahlungsstandard Eureka 147 (Entwicklungsprojekt der Europäischen Union, in dem unter anderem DAB entwickelt wurde) und der wirtschaftlichen Versorgung großer Flächen beginnen. Gemäß den heutigen Planungen soll der digitale Neustart 2009/2010 erfolgen. Lokale und regionale Veranstalter und auch Programmanbieter mit Regionalfenstern werden im zweiten Schritt dabei sein, wenn im FM-Band DRM+ Sender den Betrieb aufnehmen können. Ein konsequenter Schritt bei der Digitalisierung des terrestrischen Hörfunks wären Planungsansätze zur zukünftigen Freischaltung von Teilen des FM-Bereichs, um allen Programmanbietern die gleichen technischen Möglichkeiten wie z.B. Bildübertragung oder Zusatzinformationen zum Hörfunkprogramm zu ermöglichen. Wann das der Fall sein könnte, hängt möglicherweise von der Einführung des Digitalen Hörfunks im Band III ab. [7]

Die wesentlichen Übertragungsparameter von DRM+ kurz aufgeführt:

- Übertragungsschema: OFDM mit Gleichkanalfähigkeit
- Anzahl der Unterträger: 213
- Trägerabstand: 444,44 Hz
- Modulation der Unterträger: 4-/16- oder 64-QAM
- Bandbreite: 96 kHz
- Datenrate: skalierbar zwischen 35 und 186 kBit/s
- Audiocodierung: MPEG4-AAC entsprechend dem DRM-Standard

DRM+ steht in direkter Konkurrenz zu anderen digitalen Hörfunksystemen wie DAB (Digital Audio Broadcast) und HD-Radio. HD-Radio ist jedoch für den US-amerikanischen Markt standardisiert worden und erfüllt nicht die europäischen Normen für das Sendesignal. Ein regulärer Einsatz in Deutschland ist deswegen formal ausgeschlossen. Technisch gesehen ist HD-Radio aber prinzipiell mit dem UKW-Umfeld verträglich. DAB ist ein System, das in Deutschland schon seit einiger Zeit in Betrieb und annähernd flächendeckend (ca. 80 Prozent [1]) verfügbar ist. DRM+ bietet jedoch einige Vorteile, die eine Ablösung von DAB begünstigen könnten, da dieser Standard

seit der Einführung vom Verbraucher ohnehin nicht in entsprechender Weise angenommen wurde. Zum einen sind bei DRM+ Einzelaussendungen möglich, während bei DAB immer mehrere Stationen in einem Paket gesendet werden. Kleine Stationen könnten somit einzeln stehende Sendemasten weiter betreiben. Zum anderen benutzt DRM mit AAC eine modernere Audiodatenkompression als gegenwärtige DAB Aussendungen mit MPEG 1 Layer 2 und ist somit etwa doppelt so frequenzökonomisch. Damit kann DRM+ mehr Stationen bei gleichem Frequenzbedarf übertragen bzw. dieselbe Anzahl an Stationen in deutlich besserer Klangqualität [1].

In Kooperation mit der Landeszentrale für Medien und Kommunikation führt die Fachhochschule Kaiserslautern und die Bundesnetzagentur derzeit umfangreiche Feldmessungen in Kaiserslautern und im Umland durch. Mit den Messungen wird ermittelt, mit welchen technischen Werten neue DRM+-Sender ohne Störungen auf den Empfang bestehender UKW-Sender eingeplant werden können. Auch soll erprobt werden, ob ein UKW-Hörfunkveranstalter auf der UKW-Frequenz, über die er sein analoges Hörfunkprogramm abstrahlt, dieses in digitaler Qualität und zusätzliche Programme über DRM+ abstrahlen kann. Die Ergebnisse eines vorangegangenen Feldtests sind unter [9] zu finden.

4 Konzeptionierung

4.1 Software-Defined Radio

Als Grundkonzept kommt die Idee des Software-Defined Radio zum Einsatz. Das bedeutet, dass die gesamte Niederfrequenz-Signalverarbeitung von einer Software übernommen wird, die auf einem Computer ausgeführt wird. Diese Methode ist im Vergleich zu reinen Hardwarelösungen um einiges kostengünstiger, da der Markt eine große Bandbreite an Freeware- bzw. Open Source aber auch kostenpflichtigen Programmen zur Verarbeitung von DRM-Signalen bietet. Bei Empfängern ist als Hardware dann nur noch der Demodulator notwendig, um das Hochfrequenzsignal, welches von der Antenne empfangen wird, in das Basisband umzusetzen und bei Sendern ein Modulator, der das Basisbandsignal zum Abstrahlen an der Antenne in ein Hochfrequenzsignal umsetzt. In Abbildung 20 ist der vollständige Signalweg eines

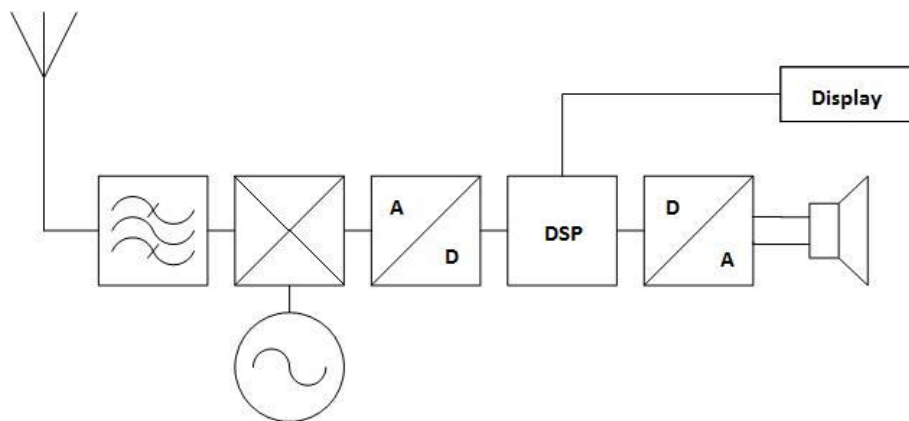


Abbildung 20: Blockschaltbild eines DRM-Empfängers

DRM-Empfängers zu sehen. Nach dem Prinzip des Software-Defined Radio sind dabei die Antenne, der Bandpass, der Demodulator und der mit ihm verbundene Lokoszillator als Hardware ausgeführt. Der Bandpass entfernt Störungen, die von benachbarten Bändern kommen. Nachfolgend wird dieses bandbegrenzte Signal im Demodulator mit dem des Lokoszillators multipliziert, um es in das Basisband umzusetzen. Ab diesem Punkt übernimmt ein Computer die weitere Signalverarbeitung. Dazu wird der Empfänger mit dem Line-In oder dem Mikrofoneingang der Soundkarte verbunden. Dort wird das bis dahin analoge Signal in

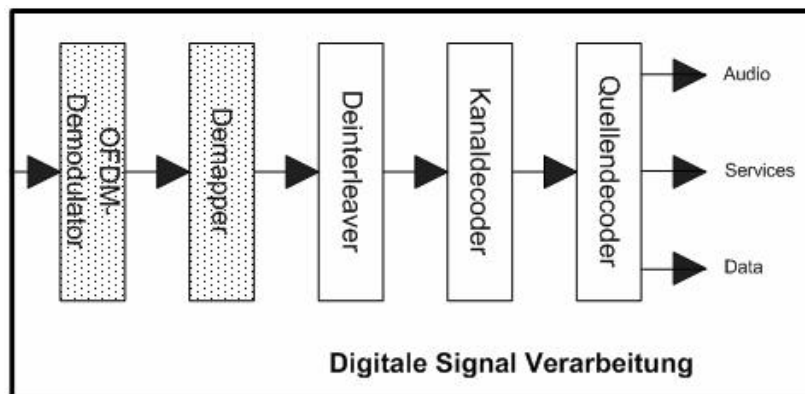


Abbildung 21: Signalverarbeitung in der Software (Empfänger)

ein digitales konvertiert und nachfolgend an die Software übergeben, die die Aufgaben eines äquivalenten digitalen Signalprozessors (DSP) übernimmt. Die notwendigen Verarbeitungsschritte sind in oben stehender Abbildung dargestellt und in Kapitel 3 genauer beschrieben. Sofern die verwendete Soundkarte duplexfähig ist, kann gleichzeitig zur Decodierung eine Digital-Analog-Wandlung durchgeführt werden und somit eine Wiedergabe des Audiosignals erfolgen.

4.2 Übertragungskonzepte

4.2.1 Zweiseitenband-Amplitudenmodulation

Die Zweiseitenband-Amplitudenmodulation (ZSB-AM) ist das älteste trägerfrequente Übertragungsverfahren (Marconi, 1895) und erlaubt sehr einfache technische Realisierungen mittels nichtlinearer Bauelemente. Lang-, Mittel- und Kurzwellenrundfunk verwendet aufgrund der sehr einfachen Empfänger diese Art der Modulation.

Zur Erzeugung eines ZSB-AM-Signals wird im Sender eine hochfrequente Trägerschwingung durch das Nachrichtensignal moduliert. Dadurch entstehen im Hochfrequenzbereich die beiden so genannten Seitenbänder, die redundante Informationen tragen. Durch diesen Umstand hat das modulierte Hochfrequenzsignal die doppelte Bandbreite des Basisbandsignals, wodurch nur eine sehr geringe Frequenzökonomie erreicht wird. Eine detaillierte mathematische Beschreibung der

ZSB-AM und weitere Möglichkeiten zur Realisierung befinden sich im Abschnitt 4.3.1.1 "Mischer Grundlagen".

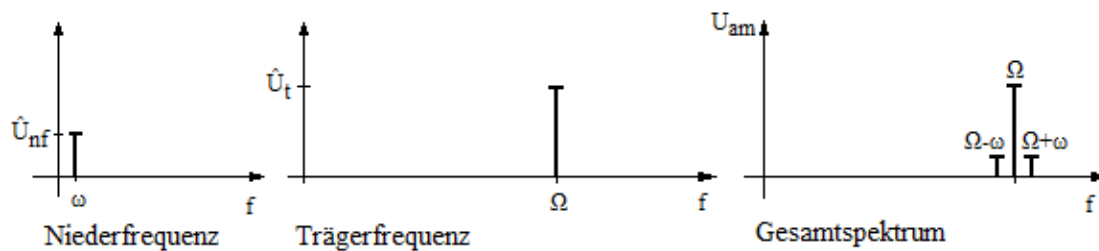


Abbildung 22: Spektrum der ZSB-AM bei sinusförmigen Modulationssignal [1]

Ein wichtiger Parameter der Amplitudenmodulation ist der Modulationsgrad. Dieser beschreibt, wie stark das zu modulierende Nutzsignal die Amplitude des modulierten Signals beeinflusst.

$$m = \frac{\hat{U}_{NF}}{\hat{U}_T} = \frac{U_{AM_{max}} - \hat{U}_T}{\hat{U}_T} = \frac{U_{AM_{max}} - U_{AM_{min}}}{U_{AM_{max}} + U_{AM_{min}}} \quad \left[= \frac{B - A}{B + A} \right]$$

Er muss größer als 0 und kleiner gleich 1 sein, um eine sinnvolle Modulation zu gewährleisten. Bei Null findet keine Modulation statt, es wird lediglich der unmodulierte Träger übertragen. Bei $m > 1$ findet eine Übermodulation statt, wodurch das entstandene Signal nicht mehr ohne Verzerrungen demoduliert werden kann. Deshalb wird oft die Amplitude des modulierenden Signals vorher begrenzt, um eine zu große Aussteuerung zu vermeiden.

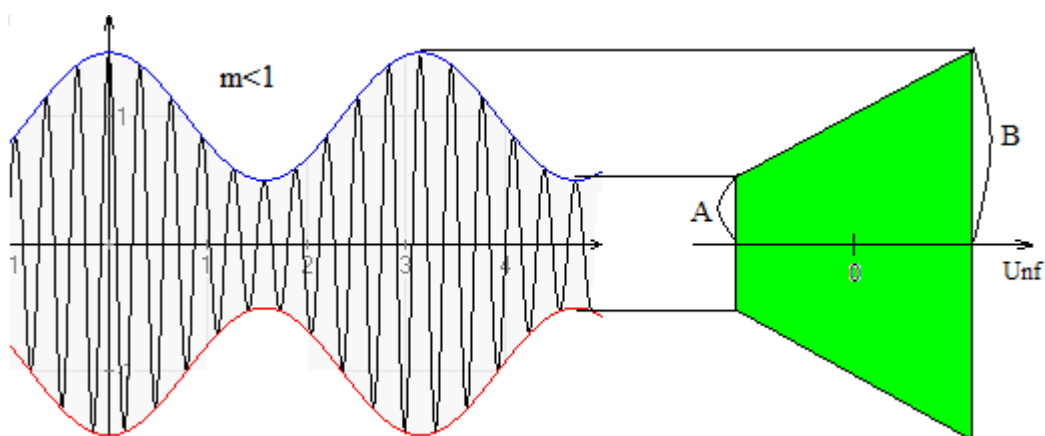


Abbildung 23: Darstellung des Modulationsgrades [1]

4.2.2 Einseitenband-Amplitudenmodulation

Die Einseitenbandamplitudenmodulation (SSB, engl.: Single-Sideband Modulation) ist im Gegensatz zur ZSB-AM ein spektrum- und energieeffizienteres Modulationsverfahren zur Nachrichtenübermittlung auf Funkverbindungen, das heute insbesondere im Kurzwellenbereich für mobile Funkanlagen (Seefunk, Flugfunk auf Langstrecken, Militär, Amateurfunk) verwendet wird. Es wurde in den 30er Jahren von den Fernmeldeverwaltungen entwickelt und zunächst für die drahtgebundene Übertragung von Telefongesprächen über große Entfernungen, später auch für transkontinentale Funkstrecken eingesetzt. Im Vergleich zur traditionellen Amplitudenmodulation werden bei SSB keine redundanten Signalkomponenten (zweites Seitenband, Trägersignal) erzeugt. Die gesamte Sendeenergie wird ausschließlich für den Informationsgehalt des Signales verwendet, wodurch bei gegebener Sendeleistung größere Reichweiten erzielt werden. Der entscheidende Vorteil von SSB gegenüber der ZSB-AM ist jedoch der geringere Bandbreitenbedarf des Sendesignals. Somit kann das bestehende Spektrum der Funkfrequenzen besser genutzt werden, und die Störanfälligkeit durch andere Funksignale wird reduziert.

In der analogen Signalverarbeitung werden zur Erzeugung eines SSB-Signals die sogenannte Filtermethode, die Phasenmethode sowie die Weaver-Methode angewendet, die mit Hilfe von Multiplizierern und Filtern eine preiswerte Aufbereitung des SSB-Signals erlauben. Heutige Geräte digitalisieren das Basisbandsignal und

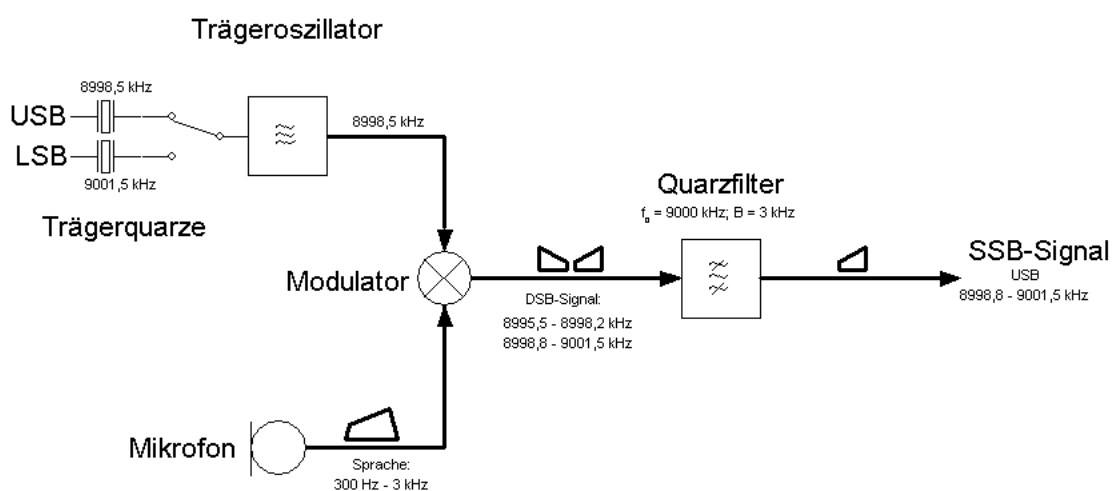


Abbildung 24: SSB-Erzeugung mittels Filtermethode [1]

erzeugen das SSB-Signal durch eine Softwareumsetzung der Weaver-Methode (Zerlegung des Basisbandsignals in orthogonale Komponenten, danach Frequenztransformation) oder der Phasenmethode (Hilbert-Transformation und IQ-Modulator, sh. nächster Abschnitt) kostengünstig in einem digitalen Signalprozessor. Der Frequenzbereich liegt zunächst bei einigen Megahertz in einer Zwischenfrequenz-Lage. Von dort wird es durch Mischung in die Endfrequenzlage gebracht, verstärkt und über die Sendeantenne abgestrahlt [1].

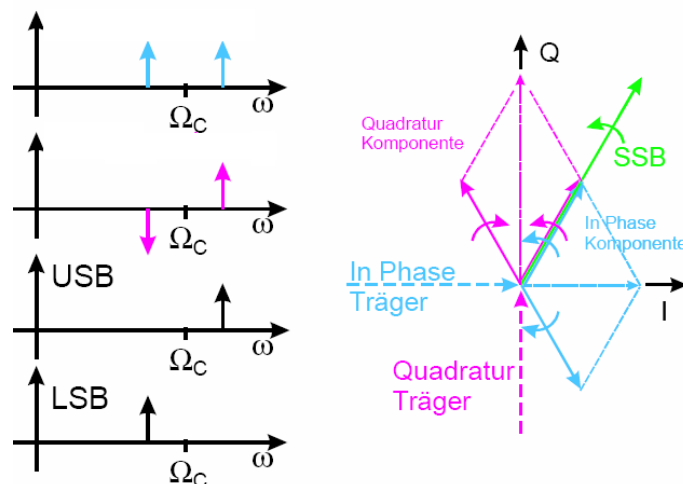


Abbildung 25: Darstellung der Phasenmethode als Summe von Zeigern [10]

Zur Demodulation wird im Empfänger die genaue Trägerfrequenz des Senders benötigt, da es sonst zu Verzerrungen im Basisbandsignal kommt. Da die Trägerschwingung jedoch kein Bestandteil des SSB-Signals ist, sind traditionelle AM-Empfänger nicht zum Empfangen von derartig modulierten Signalen geeignet. Um auch diesen Empfänger den Empfang zu ermöglichen, existieren Formen der SSB, bei denen der Träger im Sendesignal enthalten ist. Die Entwicklung von digitalen Übertragungsverfahren hat jedoch die Einführung von SSB auf dem kommerziellen Rundfunksektor überholt. Eine weit verbreitete Sonderform der Einseitenbandamplitudenmodulation ist die bei der analogen Übertragung von Fernsehsignalen benutzte so genannte Restseitenbandmodulation, die gegenüber der Zweiseitenband-AM ebenfalls eine beträchtliche Steigerung der Energie- und Spektrumseffizienz erreicht. Im Unterschied zur reinen Einseitenbandamplitudenmodulation wird hier jedoch ein reduziertes Trägersignal und ein Teil des zweiten Seitenbandes übertragen. Dadurch wird auf der Empfangsseite die Demodulation des Signals wesentlich vereinfacht [1].

4.2.3 Quadraturmodulation

Die Quadraturmodulation ist eine Modulationsart in der Nachrichtentechnik, die Amplitudenmodulation und Phasenmodulation miteinander kombiniert. Dabei werden derselben Trägerschwingung zwei voneinander unabhängige Signale aufgeprägt. Im Prinzip werden die Signale jeweils per Amplitudenmodulation auf einen Träger gleicher Frequenz, jedoch mit um 90° verschobener Phase, moduliert. Anschließend werden die beiden derart modulierten Trägerschwingungen addiert oder subtrahiert, wodurch redundante Nachrichtenteile entfernt werden. Diese Modulationsart entspricht der Phasenmethode bei SSB. In der digitalen Übertragungstechnik ist die Herstellung von unabhängigen Datenströmen jedoch ungleich einfacher als bei analogen Signalen, weshalb diese Methode in der Analogtechnik keine Bedeutung erlangt hat.

Gedanklich wird durch Amplitude und Phase als Polarkoordinaten eine zweidimensionale Ebene aufgespannt, in der eine Anzahl von Punkten (Konstellation) festgelegt wird, welche voneinander einen Mindestabstand und einzeln eine maximale Energie haben. Die Zahl der Punkte ist durch die Störungen begrenzt, die für den Übertragungskanal erwartet werden. Je weniger Punkte verwendet werden, desto robuster ist die Übertragung. Im Empfänger wird die Lage der Punkte festgestellt und damit die aus Phase und Amplitude gewonnene Information zurückgewonnen.

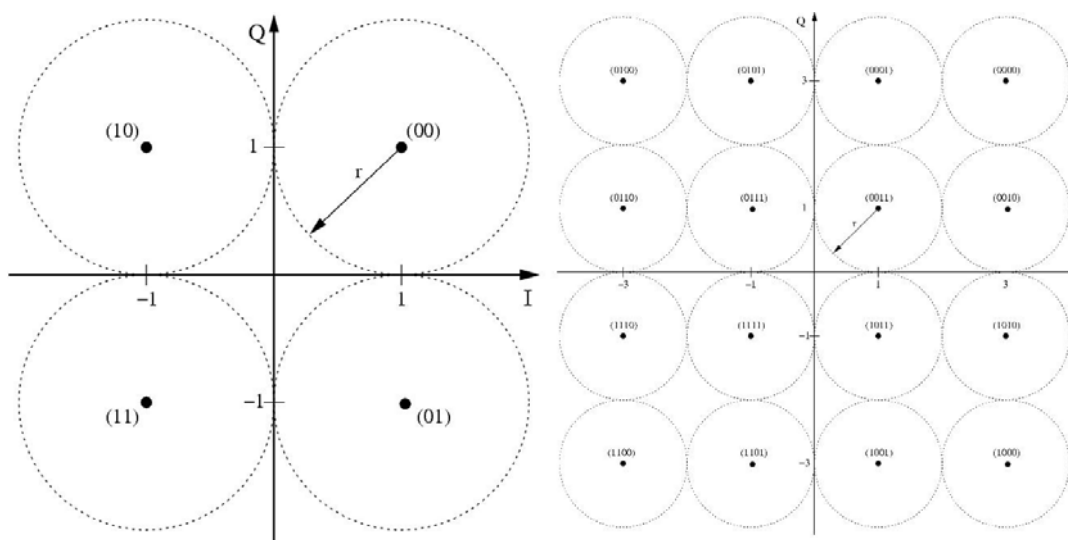


Abbildung 26: Beispiele möglicher Konstellationen [1]

Zur Erzeugung eines quadraturmodulierten Signals werden von einem gemeinsamen Generator zwei Sinusschwingungen erzeugt: „Inphase“ und „Quadratur“, oder kurz „I“ und „Q“. Beide Signale haben die gleiche Frequenz. Der Unterschied besteht darin,

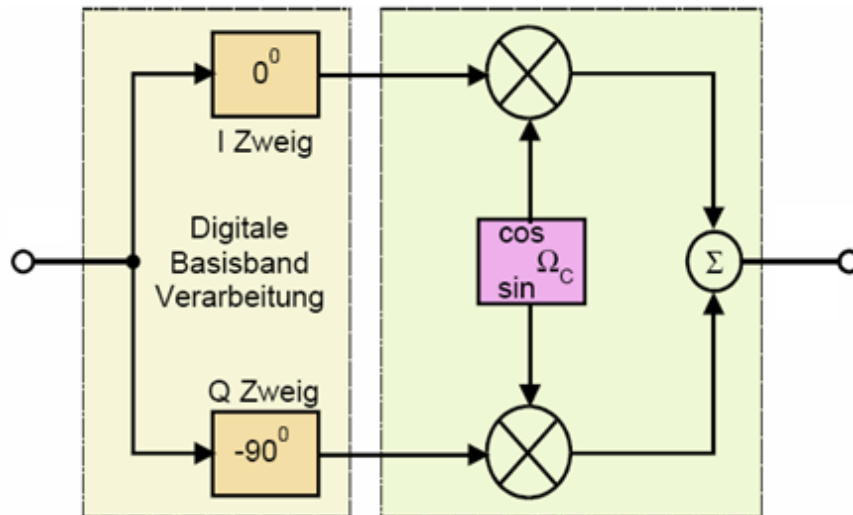


Abbildung 27: Prinzip der Quadraturmischung [10]

dass „Q“ gegenüber „I“ in der Phase um 90° verschoben ist. Daher spricht man auch von Sinus- und Cosinusschwingung. Da ihnen Informationen aufmoduliert werden, nennt man die beiden Schwingungen Träger, und die gemeinsame Frequenz ist die Trägerfrequenz. Beide Trägerschwingungen durchlaufen jeweils einen Amplitudenmodulator. Dabei ist zu beachten, dass die Amplitude von Sinus- und Cosinusschwingung bei der Demodulation unabhängig wiedergewonnen werden können, wozu die Phasenlage des Trägers bekannt sein muss. Zur Demodulation ist also das Trägersignal in gleicher Phase wie beim Sender vonnöten. Es muss aus dem Empfangssignal rekonstruierbar sein, was bei der Kodierung der übertragenen Signale berücksichtigt werden muss.

4.3 Grundlagen für die Umsetzung

4.3.1 Mischer

4.3.1.1 Mischer Grundlagen

Mischer werden zur Frequenzumsetzung verwendet. Der Begriff ist historisch bedingt und darf nicht mit der bloßen Zusammenführung verschiedener Signalquellen verwechselt werden, da hierbei keine Frequenzumsetzung stattfindet. Man unterscheidet zwischen passiven (mit nichtlinearen Bauteilen wie z. B. Dioden, Ringmodulatoren) und aktiven Mixern die z. B. Transistoren oder Elektronenröhren

verwenden. Das Funktionsprinzip eines Mischers basiert auf der Multiplikation von zwei oder mehreren Eingangssignalen. Ein idealer Mischer entspricht einem Multiplizierer und wird deshalb auch als Produktmodulator bezeichnet. Er hat zwei Eingänge, einen Ausgang und bildet das Ausgangssignal aus dem Produkt der beiden Eingangssignale. An einen Eingang wird das umzusetzende Signal (Eingangssignal) angelegt, am anderen in der Regel eine Sinusschwingung von einem abstimmbaren lokalen Oszillator (kurz: LO). Bei der Mischung verschiebt sich das Eingangssignal im Spektrum um die Frequenz des Lokalen Oszillators. Außerdem entstehen je nach verwendetem Mischer neue Summen- und Differenzenfrequenzen. Mischer können als Auf- und Abwärtsmischer betrieben werden. Beim Aufwärtsmischer wird am Eingang

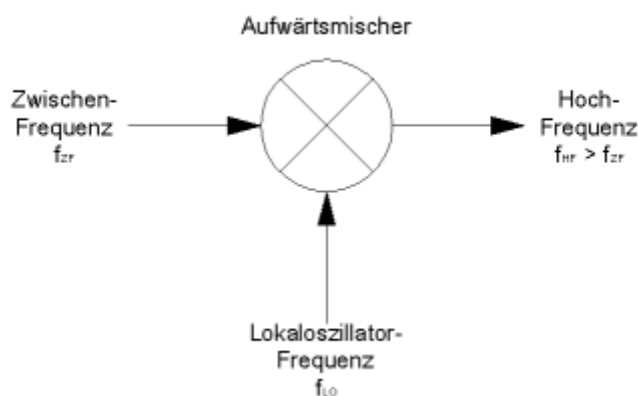


Abbildung 28: Aufwärtsmischer [1]

das hochzumischende Signal (im folgenden Zwischenfrequenz-Signal, ZF-Signal) angelegt und mit dem Signal des lokalen Oszillators multipliziert. Als Eingangssignale werden folgende verwendet:

$$s_{ZF}(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_{ZF} \cdot t + \varphi(t))$$

$$s_{LO}(t) = 2 \cdot \cos(\omega_{LO} \cdot t)$$

Das Signal des Lokaloszillators wird zur Vereinfachung der Rechnung mit der doppelten Amplitude angenommen. Am Ausgang erhält man durch Anwendung der Additionstheoreme das Hochfrequenzsignal (HF-Signal) s_{HF} .

$$s_{HF}(t) = s_{ZF}(t) \cdot s_{LO}(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_{ZF} \cdot t + \varphi(t)) \cdot 2 \cdot \cos(\omega_{LO} \cdot t)$$

$$s_{HF}(t) = a(t) \cdot \cos((\omega_{LO} + \omega_{ZF}) \cdot t + \varphi(t)) + a(t) \cdot \cos((\omega_{LO} - \omega_{ZF}) \cdot t - \varphi(t))$$

Daran ist zu erkennen, dass das Ausgangssignal aus zwei Frequenzanteilen besteht. Man spricht dabei von Seitenbändern, wobei $(\omega_{LO} + \omega_{ZF})$ das obere Seitenband bzw. das Oberband und $(\omega_{LO} - \omega_{ZF})$ das untere Seitenband bzw. das Unterband kennzeichnet. Das obere Seitenband hat eine höhere Mittenfrequenz als der lokale Oszillator und befindet sich zum ZF-Signal in Regellage, d. h. die Frequenzfolge ist gleich dem ZF-Signal, während das untere Seitenband eine tiefere Mittenfrequenz als der lokale Oszillator hat und sich zum ZF-Signal in Kehrlage (invertierte Frequenzfolge zum ZF-Signal) befindet. Je nach Verwendungszweck kann der nicht benötigte

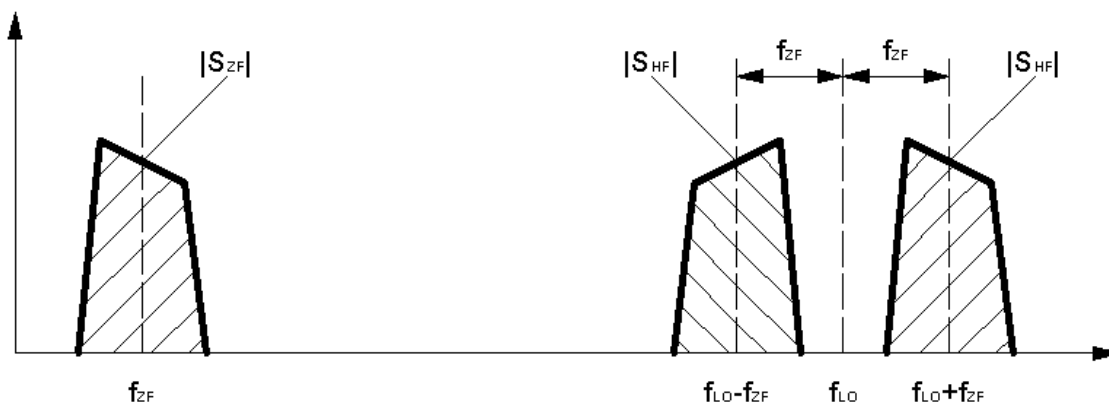


Abbildung 29: Spektrum bei Aufwärtsmischen [1]

Frequenzanteil durch geeignete Filter unterdrückt werden um Bandbreite zu sparen. Dies kann auch durch aufwändigere Misch- bzw. Modulationsverfahren erreicht werden. Aufwärtsmischer finden vor allem in Rundfunksendeanlagen Verwendung. Dabei findet in der Regel eine direkte Umsetzung des Basisbandes in einen höheren Frequenzbereich statt. Um hierbei frequenzökonomischer arbeiten zu können, wird die hier gezeigte Zweiseitenband-Amplitudenmodulation heutzutage nur noch für relativ schmalbandige analoge Übertragungen im Lang- und Mittelwellenbereich angewendet. Mehr Informationen dazu befinden sich im Abschnitt 4.2 (Übertragungsverfahren).

Beim Abwärtsmischer wird am Eingang ein Hochfrequenzsignal angelegt, welches zum Beispiel von einer Antenne kommt, und mit dem Signal des lokalen Oszillators multipliziert. Am Ausgang erhält man das Zwischenfrequenzsignal s_{ZF} , dessen Lage von der Frequenz des lokalen Oszillators abhängig ist.

$$s_{HF}(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_{HF} \cdot t + \varphi(t))$$

$$s_{LO}(t) = 2 \cdot \cos(\omega_{LO} \cdot t)$$

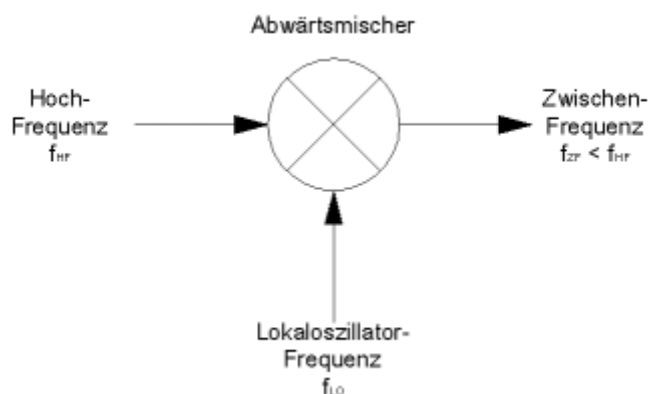


Abbildung 30: Abwärtsmischer

Hierbei müssen im Gegensatz zur Aufwärtsmischung zwei Fälle unterschieden werden. Zum einen kann die Frequenz des lokalen Oszillators niedriger sein, als die Mittenfrequenz des Hochfrequenzsignales ($\omega_{HF} > \omega_{LO}$). Man spricht dabei von einem Abwärtsmischer in Regellage, da die Frequenzfolge des Ausgangssignales gleich der des HF-Signales ist.

$$s_{ZF}(t) = s_{HF}(t) \cdot s_{LO}(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_{HF} \cdot t + \varphi(t)) \cdot 2 \cdot \cos(\omega_{LO} \cdot t)$$

$$s_{ZF}(t) = a(t) \cdot \cos((\omega_{LO} + \omega_{HF}) \cdot t + \varphi(t)) + a(t) \cdot \cos((\omega_{HF} - \omega_{LO}) \cdot t + \varphi(t))$$

Wie auch schon beim Aufwärtsmischer setzt sich das Spektrum des Ausgangssignales aus zwei Frequenzanteilen zusammen, wobei sich hier allerdings beide in Regellage befinden, wie in Abbildung 7 zu sehen ist. Der höherfrequente Anteil ist in der Regel unerwünscht, und wird durch Filter aus dem Spektrum entfernt. Hierbei genügen aufgrund der großen Frequenzspanne zwischen beiden Anteilen oft Filter niedriger Ordnung. Dieser Frequenzanteil ist durch die erneute Aufwärtsmischung des HF-Signales entstanden und kann zu Störungen führen.

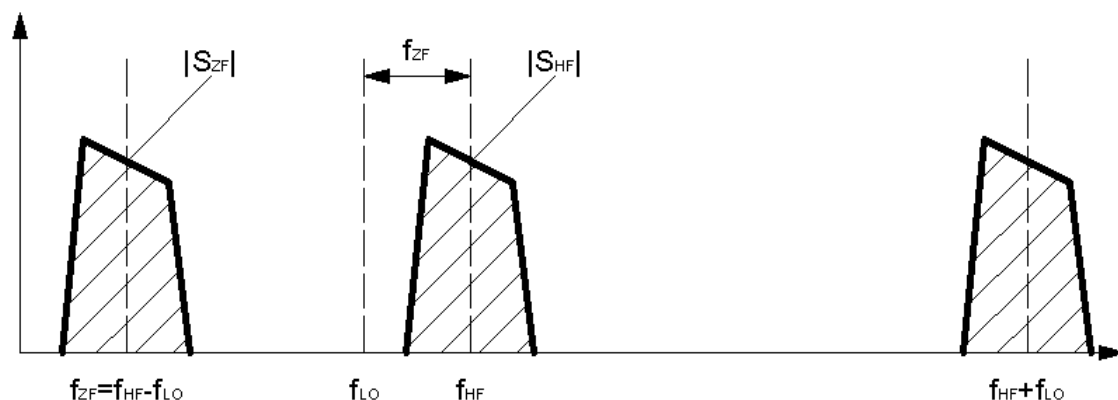


Abbildung 31: Spektrum bei Aufwärtsmischern in Regellage

Zum anderen kann die Frequenz des Lokaloszillators höher sein, als die Mittenfrequenz des HF-Signales ($\omega_{HF} < \omega_{LO}$).

$$s_{ZF}(t) = a(t) \cdot \cos((\omega_{LO} + \omega_{HF}) \cdot t + \varphi(t)) + a(t) \cdot \cos((\omega_{LO} - \omega_{HF}) \cdot t - \varphi(t))$$

Auch hier setzt sich das Ausgangsspektrum wieder aus zwei Frequenzanteilen zusammen. Beim niederfrequenten Anteil, welcher durch $(\omega_{LO} - \omega_{HF})$ gekennzeichnet wird, ist nun jedoch die Frequenzfolge invertiert. Er befindet sich in Kehrlage, was im Prinzip als Spiegelung des Signales an der 0 Hz Linie zu verstehen ist. Der höherfrequente Anteil des Spektrums ist auch hier meist unerwünscht und kann ausgefiltert werden.

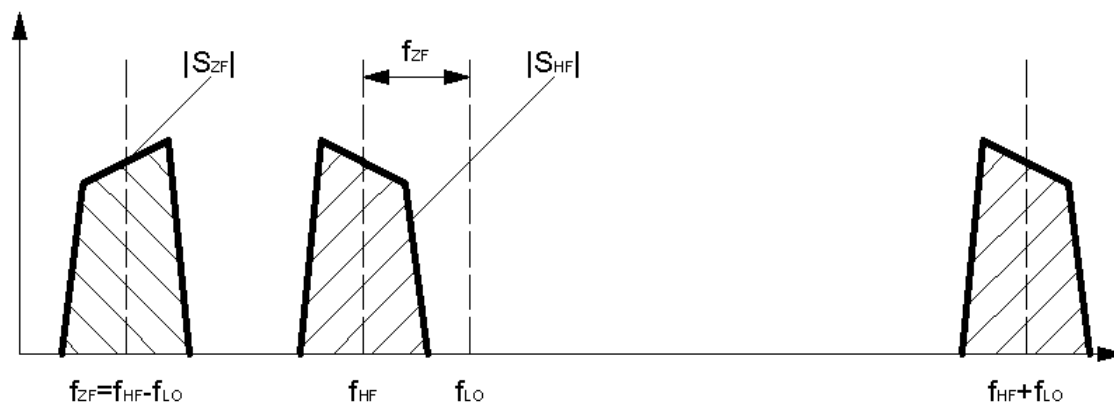


Abbildung 32: Spektrum bei Abwärtsmischen in Kehrlage

Bei Abwärtsmischen tritt häufig der Fall auf, dass das Eingangssignal zusätzlich zu s_{HF} ein Spiegelsignal beinhaltet, welches ebenfalls auf ω_{ZF} herabgesetzt wird. Dies passiert, wenn sich im gleichen Abstand vom Lokaloszillator und des herunter zu mischenden Spektrums in der anderen Richtung ein weiteres Signal befindet. In diesem Fall arbeitet der Mischer gleichzeitig in Regel- und Kehrlage und die beiden Signale überlagern sich im Basisband. Da dieser Effekt jedoch unerwünscht ist, muss der Mischer mit einem Spiegelfrequenzfilter am Eingang versehen werden. In den meisten Fällen liegen die Mittenfrequenzen dieser beiden Signale jedoch nah bei einander, was den ökonomischen Einsatz passiver Filter entgegen steht. Aus diesem Grund wird die direkte Mischung in das Basisband weitestgehend vermieden. Stattdessen werden hochfrequente Signale oft erst in eine Zwischenfrequenzlage gemischt. Bei dieser Methode liegt der Spiegelfrequenzanteil in großem Abstand zum eigentlichen Nutzsignal, was das Filtern wesentlich vereinfacht.

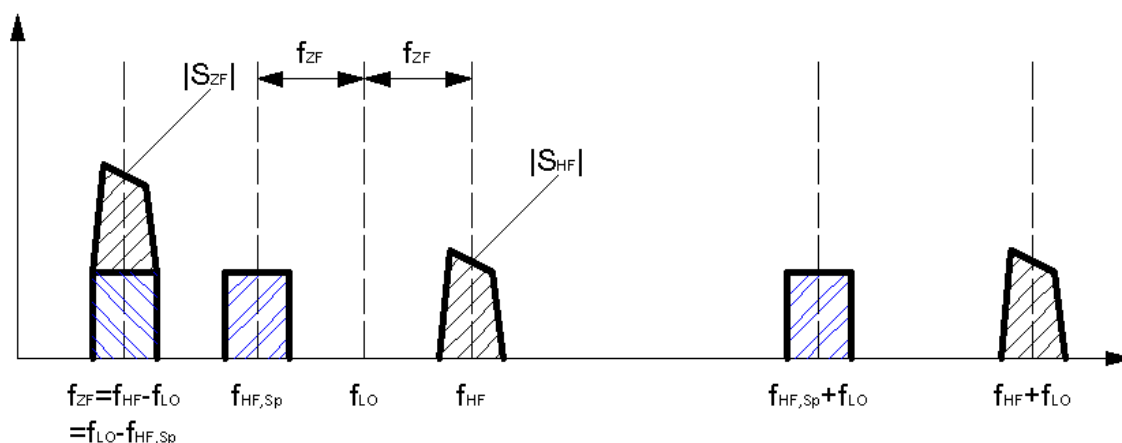


Abbildung 33: Spektrum bei Abwärtsmischen mit Spiegelfrequenz

4.3.1.2 Praktische Mischer

In der Praxis lässt sich die Frequenzumsetzung auf unterschiedliche Art und Weise durchführen. Eine Modulation ist sowohl als Algorithmus mit Digitalen-Signal-Prozessoren (DSP), aber auch mit verschiedenen aktiven und passiven Bauelementen durchführbar. Reine Analogmultiplizierer zeichnen sich durch besonders wenige und schwache unerwünschte Mischprodukte aus. Sie stellen daher aus mathematischer Sicht einen idealen Mischer dar. Aufgrund der aufwändigen Schaltungstechnik und der daraus resultierenden hohen Rauschzahl werden sie in der Praxis jedoch nicht sehr oft verwendet. Meist finden unsymmetrische Schaltungen Anwendung, bei denen man in Kauf nimmt, dass neben den gewünschten Mischprodukten zusätzlich noch die Eingangssignale und eine Vielzahl unerwünschter Kombinationsfrequenzen am Ausgang enthalten sind, welche mit Hilfe von Filtern abgetrennt werden müssen. Dabei unterscheidet man zwischen balancierten und unbalancierten Mixern. Bei

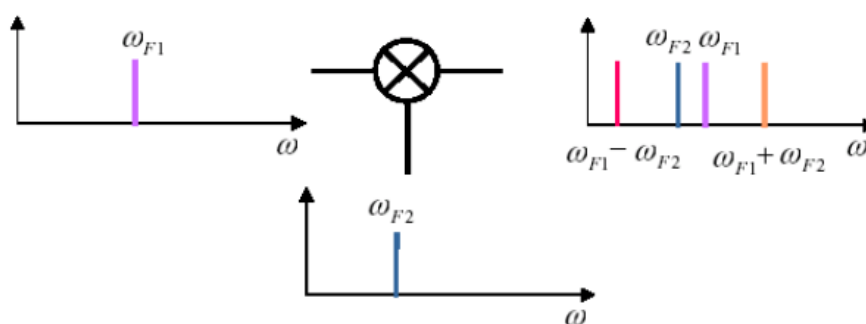


Abbildung 34: Spektrum bei unbalancierten Mixern [11]

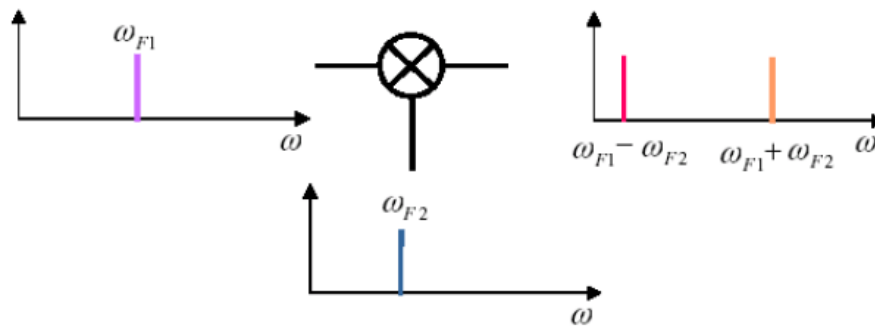


Abbildung 35: Spektrum bei doppelt balancierten Mixern [11]

unbalancierten Mixern sind beide zu mischende Frequenzen am Ausgang vorhanden. Bei einfach balancierten (single-balanced) Mixern ist noch eine und bei doppelt balancierten (double-balanced) keine der zu mischenden Frequenzen mehr am Ausgang vorhanden. Beispiele für doppelt balancierte Mischer sind Diodenringmischer und die sogenannte Gilbert-Zelle. Bei der multiplikativen Mischung wird das Signal des Lokaloszillators mit dem umzusetzenden Signal multipliziert. Das kann zum Beispiel mit einem regelbaren Verstärker (z. B. Dual-Gate-MOSFET, Heptode) geschehen, oder mit einer Logarithmierung, nachfolgender Addition beider Signale und anschließender Exponentialfunktion. Bei der additiven Mischung kommt hingegen ein Bauteil mit nichtlinearer Strom-/Spannungskennlinie zum Einsatz. Bauteile mit derartigen Eigenschaften sind zum Beispiel Dioden und bipolare Transistoren. Die Eingangssignale sind hierbei eine Spannung, das Ausgangssignal ein Strom. Außerdem unterscheiden sich die Mischkonzepte auch im Hinblick auf Mischverstärkung bzw. -verlust (conversion gain, conversion lost), Signalpegel, und Rauschen. Mischverstärkung ist dabei ein Leistungsgewinn bei der Frequenzumsetzung.

4.3.2 Oszillatoren

Ein Oszillator ist eine Baugruppe, die zur Erzeugung von ungedämpften elektrischen Schwingungen verwendet wird. Oszillatoren setzen Gleichleistung in Wechsellleistung um und arbeiten mit einer Selbsterregung, benötigen also kein Eingangssignal. Sie enthalten immer frequenzbestimmende Bauteile und einen Verstärker mit Rückkopplungszweig oder ein einzelnes selbstschwingendes Bauteil. Die frequenzbestimmenden Bauteile können sein:

- LC-Glieder (Reihen- bzw. Parallelschwingkreise),
- RC-Glieder,
- Schwingquarze, Keramikfilter,
- Hohlraumresonatoren,
- Oberflächenwellenfilter,
- YIG-Filter,
-

Oszillatoren können nach dem frequenzbestimmenden Mechanismus kategorisiert werden. Resonanzoszillatoren haben ein schwingungsfähiges Gebilde, wie zum Beispiel Schwingkreise oder Schwingquarze, welches frequenzbestimmend ist. Bei Relaxationsoszillatoren wird die Frequenz durch Entladungsvorgänge eines Kondensators bestimmt. Beispiele hierfür sind Multivibratoren und Kippschwinger. Wird die Frequenz hingegen durch die Laufzeit des Signals in bestimmten Schaltungsteilen erzeugt, spricht man von Laufzeitoszillatoren. Die Qualität von Oszillatoren wird nach der Stabilität von Amplitude, Frequenz und Phase beurteilt. Sind die Schwankungen dieser Parameter ausschließlich statisch, dann werden sie als Rauschen bezeichnet. Werden diese Änderungen bewusst hervorgerufen, spricht man von Modulation. Ein weiteres wichtiges Qualitätskriterium ist die Genauigkeit, mit der die gewünschte Kurvenform erzielt wird. Am Markt sind eine Reihe von Quarzoszillatoren als integrierte Schaltkreise erhältlich, welche noch um Frequenzvervielfacher erweitert wurden. Diese Bauteile können Frequenzen bis in den Gigaherzbereich erzeugen wohingegen Schwingquarze nur bis ca. 100 MHz erhältlich sind.

Das Grundprinzip von Oszillatoren ist in unten stehender Abbildung dargestellt. Dieses System wird zum einen durch den Verstärkungsfaktor V_U , welcher durch $V_U = U_2/U_1$ definiert wird, zum anderen durch den Rückkopplungsfaktor K_U , welcher sich durch $K_U = U_K/U_2$ errechnet, bestimmt. Damit es zu einer ungedämpften elektrischen Schwingung kommen kann, muss die Gleichung $V_U \cdot K_U = 1$ erfüllt sein. Diese Formel stellt die Selbsterregungs- bzw. Schwingungsbedingung von Oszillatorschaltungen dar. Das heißt, dass die Schleifenverstärkung bei der gewünschten Frequenz mindestens 1 sein muss. Zusätzlich muss die Phasenverschiebung der Rückkopplungsschleife bei

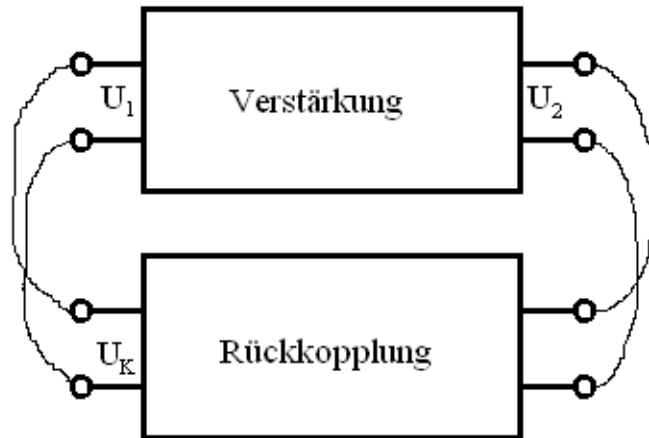


Abbildung 36: Grundprinzip von Oszillatoren

dieser Frequenz ein Vielfaches von 2π betragen. Da es sich bei U_1 , U_2 und U_K um Wechselgrößen handelt, muss sie folgendermaßen erweitert werden:

$$|V_U|e^{i\varphi_V} \cdot |K_U|e^{i\varphi_K} = |V_U||K_U|e^{i(\varphi_V+\varphi_K)} = 1$$

Die Rückkopplung geht immer mit einer Dämpfung des Signals einher, welche durch die Verstärkung kompensiert werden muss. Somit können im Betrieb einer Oszillatorschaltung folgende drei Fälle unterschieden werden:

1. $|V_U||K_U| = 1$
2. $|V_U||K_U| < 1$
3. $|V_U||K_U| > 1$

Im ersten Fall wird die durch die Rückkopplung hervorgerufene Dämpfung durch die Verstärkung vollständig kompensiert. Das ist der normale Betriebsfall für Oszillatorschaltungen und führt zu einer konstanten Schwingung. Im zweiten Fall klingt die Schwingung durch eine zu starke Dämpfung bzw. eine zu geringe Verstärkung ab. Dieser verlustbehaftete Schwingkreis kann durch ein Bauelement mit negativem differentiellen Widerstand, beispielsweise durch eine Tunnel diode, entdämpft oder durch das Anheben der Verstärkung stabilisiert werden. Fall drei führt durch einen zu großen Verstärkungsfaktor zu einem permanenten Anwachsen der Amplitude. Dieser Fall kann zur Zerstörung der Oszillatorschaltung führen. Zusätzlich zu der Bedingung $|V_U||K_U| = 1$, welche auch Amplitudenbilanz genannt wird, muss noch eine weitere,

die sogenannte Phasenbilanz, erfüllt sein welche folgendermaßen formuliert werden kann:

$$\varphi_V + \varphi_K = 0 \pm 2n\pi \quad n = 0, 1, 2, \dots, \infty$$

Das bedeutet, dass die Phasenverschiebung der Rückkopplungsschleife bei der gewünschten Ausgangsfrequenz des Oszillators ein Vielfaches von 2π sein muss. U_1 und U_2 müssen also in Phase liegen. Die erste Frequenz, bei der das eintritt, nennt man Grundschiwingung. Alle weiteren Vielfachen sind sogenannte Oberwellen. Diese Oberwellen sind meist unerwünscht und können auf einfache Weise (z. B. passive Filter) aus dem Spektrum herausgefiltert werden.

Das wichtigste Qualitätskriterium von Oszillatoren ist das sogenannte Phasenrauschen, was über die Zeit betrachtet die Differenz zwischen der theoretischen und der tatsächlichen Phasenlage einer harmonischen Schwingung darstellt. Im Frequenzbereich bedeutet dies, dass das Ausgangssignal neben der beabsichtigten Frequenz weitere Spektralanteile aufweist. Das Phasenrauschen ist ein Merkmal aller Oszillatoren und hängt maßgeblich von Gütefaktor (Q) ab, welcher sich aus dem Quotienten zwischen der gewünschten Frequenz und der Bandbreite der weiteren Spektralanteile errechnet. Oszillatoren mit hohem Gütefaktor haben in der Regel ein geringeres Phasenrauschen.

$$Q = \frac{f_0}{f_1 - f_2}$$

Oszillatoren sind in der heutigen Zeit unerlässlich. Sie finden als Taktgeneratoren in nahezu jedem Gerät der Informationstechnik Anwendung. Ein weiteres wichtiges Einsatzfeld ist die Funktechnik.

4.3.3 Direkte Digitale Synthese

Die direkte digitale Synthese (DDS, Direct Digital Synthesis) ist in der digitalen Signalverarbeitung ein Verfahren zur präzisen Generierung bandbegrenzter analoger Signale. Die Ausgangssignale werden nicht durch teilen bzw. multiplizieren einer

bestimmten Frequenz, sondern durch Aufaddieren eines Phasenwinkels in einem Phasenakkumulator erzeugt. Dieses Verfahren erzeugt die Ausgangssignale rein numerisch und zählt somit zu den numerisch angesteuerten Oszillatoren (NCO, Numerically Controlled Oscillator). Es stellt neben Phasenregelschleifen (PLL, Phase Locked Loop) die dominierende Methode zur Erzeugung von Signalen fein einstellbarer Frequenz dar und hat vor allem seit der Entwicklung schneller digitaler Bausteine und Digital-Analog-Wandler weite Verbreitung gefunden. Der Begriff DDS bezeichnet auch integrierte Schaltkreise (IC, Integrated Circuit), die die komplette Hardware eines Synthesizers nach dem DDS-Verfahren realisieren.

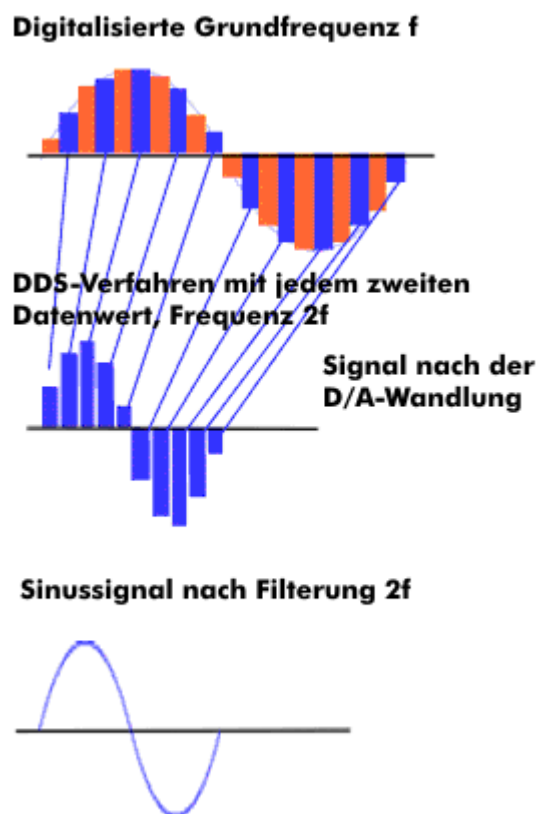


Abbildung 37: Darstellung des DDS-Verfahrens [12]

Beim DDS-Verfahren wird die Periode eines Sinussignals mit hoher Amplituden- und Zeitauflösung quantisiert und als Tabelle mit den entsprechenden Phasenlagen der einzelnen Werte im Speicher eines Mikrocontrollers abgelegt. Dieser Speicher wird oft auch als Sinustabelle bezeichnet und kann nicht verändert werden. Zur Erzeugung einer Frequenz werden die Werte nacheinander taktgesteuert ausgelesen. Da sich die Amplituden von Sinusschwingungen nicht linear verhalten, wird zur digitalen Synthese

die Phase herangezogen. Der auszulesende Wert wird dabei vom sogenannten Phasenregister bestimmt, das mit jeder Taktperiode durch Addition des vorherigen Wertes mit der eingestellten Schrittweite (auch Steuerwort genannt) einen neuen Augenblickswert für die Phasenlage des Ausgangssignals berechnet. Der zu dieser Phasenlage korrespondierende Amplitudenwert wird aus der Tabelle des quantisierten Sinussignals ausgelesen und ausgegeben. Beim Auslesen von allen Werten aus dieser Tabelle wird die Frequenz der vorher gespeicherten Sinusschwingung generiert. Höhere Frequenzen werden sinngemäß durch Auslassen, tiefere durch mehrfaches Auslesen einzelner Werte gebildet. So können bei hinreichender zeitlicher Auflösung höhere Frequenzen mit großer Genauigkeit erzeugt werden. Die aneinander gereihten Amplitudenwerte werden in einem Digital-Analog-Wandler in ein stufenförmiges Signal umgewandelt und anschließend durch einen Tiefpass zu einem Sinussignal geformt. Die Ausgangsfrequenz ist aufgrund des Nyquist-Shannon-Abtasttheorems immer kleiner als die Hälfte der Taktfrequenz. Da jedoch mit steigender Ausgangsfrequenz auch das Quantisierungsrauschen zunimmt, wird der D/A-Wandler zumeist in Überabtastung (engl. Oversampling) betrieben. Die Genauigkeit und das Phasenrauschen der generierten Frequenz hängen stark von der Genauigkeit des Taktsignals und der Auflösung der quantisierten Schwingung ab. Eingesetzt wird die direkte digitale Synthese in Präzisionshochfrequenz- und Funktionsgeneratoren. Das DDS-Verfahren zeichnet sich durch eine extrem feine Frequenzabstimmung bis in den Millihertzbereich sowie durch schnelle Frequenz- und Phasenänderungen aus. Zudem benötigen DDS-Generatoren keine Einschwingzeit, sind sehr frequenzstabil und haben ein geringes Phasenrauschen. Aufgrund des vollständig digitalen Aufbaus entfallen außerdem Probleme, die durch Temperaturdrift und Parametertoleranzen analoger Bauteile hervorgerufen werden. Der Takt für eine DDS wird meist mit einem

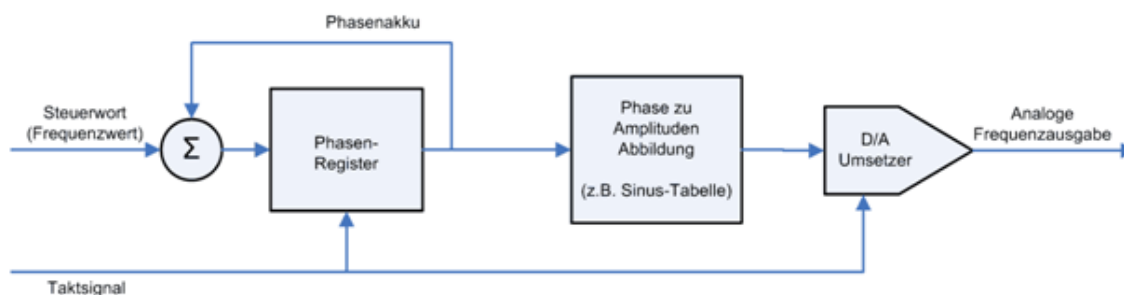


Abbildung 38: DDS-Blockschaltbild

Quarzoszillator generiert. Derzeit werden von der Industrie DDS-Schaltkreise für Taktraten bis ca. 1 GHz hergestellt. Zum simultanen Erzeugen mehrerer Ausgangsfrequenzen sind an vielen DDS Schnittstellen vorhanden, die es ermöglichen, mehrere dieser Signalsynthesizer zu synchronisieren.

5 Umsetzung

In diesem Kapitel wird der Entwurf und der Aufbau von Sende- und Empfangsschnittstellen für DRM-Übertragungen auf UKW-Frequenzen beschrieben. Als erstes wird dabei auf Sender und Empfänger mit Zweiseitenband-Amplitudenmodulation eingegangen und nachfolgend die Verbesserung dieses Übertragungskonzeptes in Hinblick auf die Quadraturmodulation diskutiert.

5.1 Sender und Empfänger mit ZSB-AM

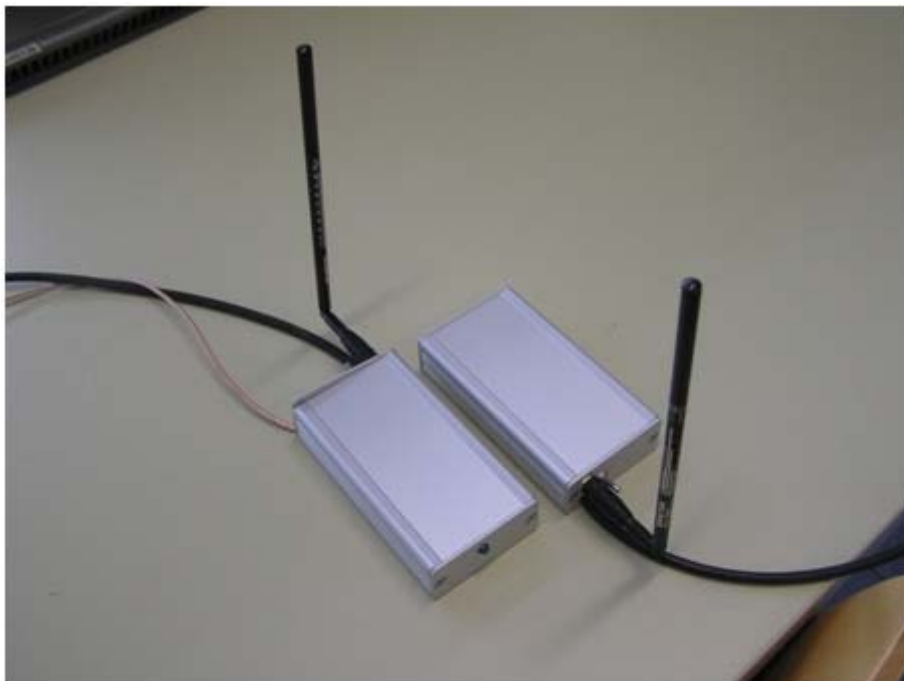


Abbildung 39: Foto von Sender und Empfänger mit ZSB-AM

5.1.1 Vorüberlegungen

Als Einführung in die Materie und vor allem zu Demonstrationszwecken in der Lehre wurde zunächst mit der Entwicklung von Sender und Empfänger auf Basis der einfach zu realisierenden Zweiseitenband-Amplitudenmodulation (ZSB-AM) begonnen.

Zunächst musste nach einer Software recherchiert werden, mit der es möglich war

Leiterplatten-Layouts zu erstellen. Da es sich Sender und Empfänger um einfach zu realisierende Schaltungen mit wenigen Bauteilen handelt, kann dabei auf eine automatische Entflechtung der Leiterbahnen verzichtet werden. Zur Wahl standen dabei „OrCAD“ und „Cadence Allegro“ vom Hersteller Cadence, sowie „Target 3001!“ vom Ing.-Büro Friedrich, „Protel“, „Expedition PCB“, „KiCAD“ und „EAGLE“. Nach eingehender Prüfung der Lizenzbedingungen wurde „KiCAD“ und „EAGLE“ getestet, da es sich bei den anderen Programmen nicht um lizenzgebührenfreie, eingeschränkte bzw. veraltete und nicht mehr gepflegte Produkte handelt. „KiCAD“ und „EAGLE“ bieten in etwa den gleichen Funktionsumfang. Obwohl es sich bei erstgenannten um Open-Source-Software handelt, wurde sich aufgrund der wesentlich umfangreicheren Bauteilbibliotheken und weiten Marktetablierung dennoch für „EAGLE“ von der Firma CadSoft Computer GmbH entschieden. Der Name „EAGLE“ ist ein Initialwort, welches aus „Einfach anzuwendender grafischer Layout-Editor“ gebildet wird. Die verwendete Version ist für den nichtkommerziellen Einsatz und auf eine halbe Eurokarte (100 x 80 mm) beschränkt.

Als zentrales Bauteil wurde ein Mischer mit einer möglichst geringen äußeren Beschaltung, ein sogenannter monolithischer IC, gesucht. Zur Wahl standen dabei der SA612A von Phillips, der AD831 von Analog Devices, der NE602 von verschiedenen Herstellern sowie der SD8901 von calogic. Bei Letztgenanntem handelt es sich um einen reinen Breitband-Ringdemodulator. Er ist aufgrund dessen nur zum Abwärtsmischen, also für Empfänger, einsetzbar und benötigt außerdem relativ hohen Aufwand bei der äußeren Beschaltung. Bei den drei alternativen Bauteilen handelt es sich um sogenannte Gilbert-Zellen. Der AD831 ist allerdings nur im SMD-Gehäuse (Surface-Mounted-Device) erhältlich, was für die Prototypenentwicklung aufgrund der schlechten Wiederverwendbarkeit nicht geeignet ist. Beim NE602 und dem SA612A handelt es sich um identische ICs. Da jedoch der NE602 nur schwer lieferbar ist, wurde der SA612A als zentrales Bauteil ausgewählt. In diesem IC sind ein doppelt balancierter Mischer sowie eine Verstärkerschaltung für einen lokalen Oszillator integriert. Aufgrund des Datenblattes dieses Bauteiles konnte nun mit der Entwicklung des Senders und Empfängers begonnen werden.

5.1.2 Sender

Die externe Beschaltung des Senders lässt sich in folgende vier Baugruppen einteilen:

- Spannungsversorgung,
- Lokaler Oszillator,
- Eingangsfilter,
- Sendestufe.

Die Spannungsversorgung der Geräte geschieht vorrangig über eine 9 Volt Blockbatterie. Da diese Spannung für den Mischer zu hoch ist, wird sie mittels einer Z-Diode (D1, Schaltplan: s. Anhang, Abbildung 56) mit Vorwiderstand (R1) auf 5,6 V herabgesetzt. Der Kondensator C7 dient zum Auskoppeln von hochfrequenten Störungen. Für den lokalen Oszillator sind an äußerer Beschaltung lediglich die frequenzbestimmenden Bauteile notwendig, da die Verstärkerschaltung bereits im Mischerschaltkreis integriert ist. Zum Einsatz kommt ein Quarzoszillator, da dieser etwa um den Faktor 1000 frequenzstabiler ist als RC- bzw. LC-Oszillatoren. Zudem soll der Sender nur auf einer festen Frequenz senden, was das Abstimmen des Lokaloszillators ohnehin unnötig macht. Da es für UKW-Frequenzen nur sehr schlecht bzw. nur in großer Stückzahl Quarze gibt, werden Quarze mit einer Grundfrequenz von ca. 33 MHz verwendet, deren dritte Harmonische bei ca. 99 MHz liegt, was einer Frequenz im UKW-Bereich entspricht. Um den Quarz in der dritten Harmonischen zu erregen, ist eine Erregungsschaltung notwendig, die zwischen der Grundschiwingung und der dritten Harmonischen kapazitiv wird. Die verwendete Grundschiwingung ist ein Colpitts-Oszillator, bei dem der Parallelkondensator durch einen Parallelschwingkreis (L2, C9, C10) ersetzt wurde, der bei ca. 45 MHz kapazitiv wird. Somit wird gewährleistet, dass der Quarz erst ab der dritten Harmonischen schwingt. Der Eingangsfilter ist notwendig, da am Eingang des Mischers noch Gleichspannungsanteile von der Versorgungsspannung anliegen. Damit diese nicht auf die Signalquelle wirken, werden sie gegen diese und Masse ausgefiltert (C1-C4). In der Senderstufe wird das vom Mischer umgesetzte Signal auf den Sendeträger aufmoduliert. Damit die Sendestufe genau auf die Frequenz des lokalen Oszillators abgestimmt werden kann, kommt ein Parallelschwingkreis mit einstellbarer Kapazität zum Einsatz (L1, C5).

Der Kondensator C6 dient zum Ausfiltern von einem eventuell vorhandenen Gleichanteil bevor das Signal der Antenne zugeführt wird.

5.1.3 Empfänger

Die externe Beschaltung des Empfängers lässt sich wiederum in vier Baugruppen einteilen:

- Spannungsversorgung,
- Lokaler Oszillator,
- Eingangsfilter,
- Ausgangsfilter.

Die Spannungsversorgung des Empfängers ist baugleich mit der des Senders. Der lokale Oszillator unterscheidet sich zu dem des Senders nur durch den einstellbaren Kondensator C11 (Schaltplan: s. Anhang, Abbildung 57). Dieser dient dazu den Schwingquarz in seiner Frequenz einzustellen, um ihn genau auf das empfangene Signal abzustimmen. Der Eingangsfilter des Empfängers dient zur Bandbegrenzung des an der Antenne anliegenden Signales und gleichzeitig zur Impedanzanpassung der Antenne an den Mischer. Zum Abstimmen des Bandpasses kommt eine einstellbare Kapazität (C3) zum Einsatz. Der Ausgangsfilter trennt eventuell vorhandene Gleichanteile im Ausgangssignal und leitet das in das Basisband umgesetzte Signal zum Eingang einer PC-Soundkarte weiter.

5.1.4 Diskussion der Zwischenergebnisse

Es entstanden jeweils ein Sender und ein Empfänger zur Übertragung von DRM-Signalen auf UKW-Frequenzen. Aufgrund des Funktionsprinzipes und einer geringen Frequenzabweichung der verwendeten Quarze kam es jedoch empfängerseitig infolge der verschobenen Überlagerung der beiden Seitenbänder zu einer Schwebung. Eine stabile Übertragung war somit nicht möglich. Die Frequenz der Schwebung entsprach

der Frequenzdifferenz der verwendeten Quarze. Diese Störung konnte mit DasyLab (einem computergestütztem Programm zur Simulation von signal- und systemtheoretischen Problemen) theoretisch nachgewiesen werden. Auch ein „Ziehen“ der Quarze (das geringfügige Ändern der Frequenz eines Quarzes mittels der einstellbaren Kapazität im Schwingkreis) war wenig erfolgversprechend, da die Frequenz auch temperaturabhängig ist. Somit wäre ein permanentes Abstimmen beider Geräte notwendig gewesen.

5.2 Empfänger mit DDS-Lokaloszillator

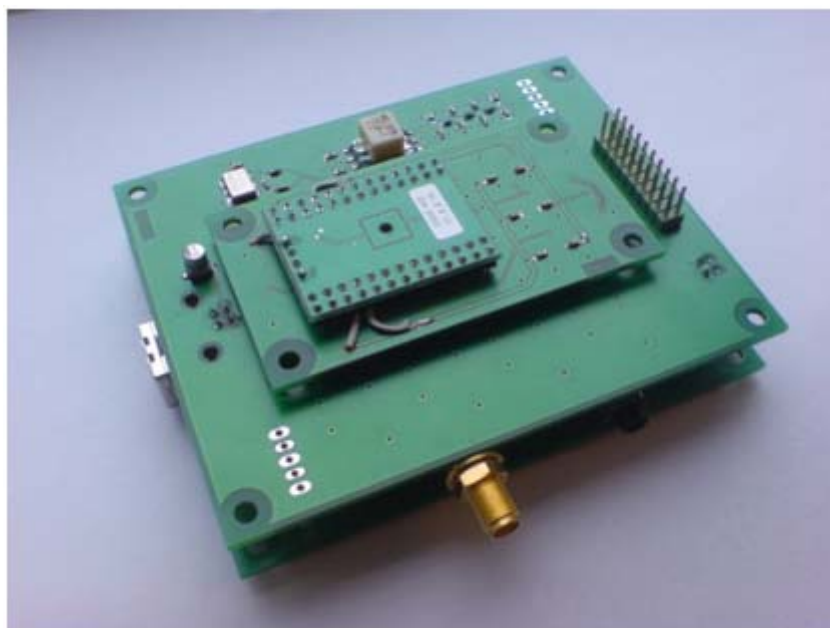


Abbildung 40: Aufgebauter Empfänger mit DDS-Lokaloszillator

5.2.1 Vorüberlegungen

Der im vorigem Abschnitt geschilderte Sachverhalt machte eine Weiterentwicklung des Übertragungskonzeptes notwendig. In Absprache mit dem Projektbetreuer (Prof. Delport) wurde beschlossen, den Sender in der ursprünglichen Form beizubehalten und den Empfänger neu zu entwickeln. Dabei soll der Lokaloszillator abstimmbar gestaltet werden. Zum einen umgeht man damit das Problem des geringen

Frequenzunterschiedes zweier Schwingquarze, zum anderen kann durch die einstellbare Lokaloszillatorfrequenz die Zweiseitenband-Amplitudenmodulation durch das Einstellen bestimmter systembedingter Frequenzen wesentlich umfangreicher demonstriert werden.

Zur Überprüfung der Verwendbarkeit des vorhandenen Empfängers in Verbindung mit einem abstimmbaren Lokaloszillator wurde zunächst der Schwingkreis entfernt und durch einen Anschluss für einen Hochfrequenz-Signalgenerator ersetzt. Tests mit dieser Konfiguration führten umgehend zu einer erfolgreichen Signalübertragung über mehrere Meter. Dabei war es möglich jeweils nur ein Seitenband, welches sich dann in Kehrlage befand, zur Übertragung zu nutzen, oder beide Seitenbänder frequenzgenau übereinander zu legen, was im weitesten Sinne einer Synchrondemodulation entspricht (Demodulation unter Nutzung des im Hochfrequenzsignal vorhandenen Trägers). Zudem bestand die Möglichkeit beide Seitenbänder gleichzeitig und getrennt voneinander in Regellage in der Empfängersoftware darzustellen. In den folgenden Abbildungen werden diese Möglichkeiten schematisch veranschaulicht. In allen drei



Abbildung 41: Darstellung der frequenzgenauen Überlagerung beider Seitenbänder

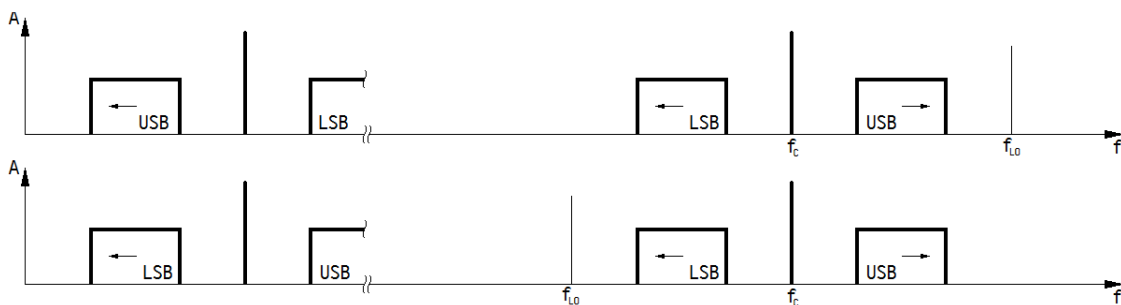


Abbildung 42: Demodulation unter Verwendung von jeweils einem Seitenband

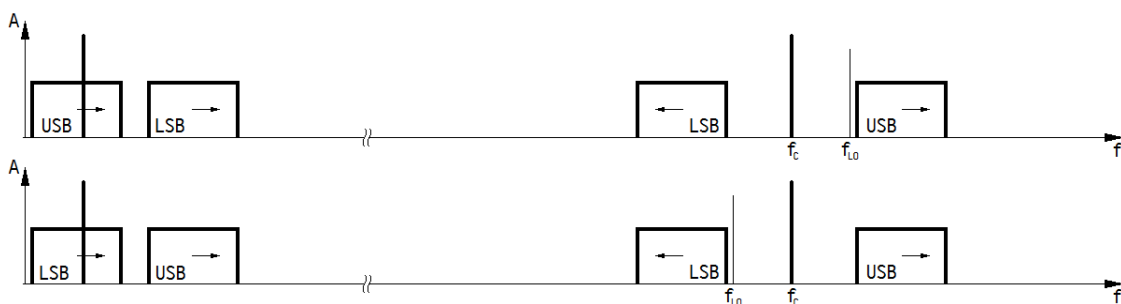


Abbildung 43: Darstellung der Demodulation in Regellage

Fällen betrug das Signal-Rausch-Verhältnis ca. 20 bis 30 dB. Die Reichweite der Übertragung konnte durch die an Sender und Empfänger angeschlossenen Laborgeräte (HF-Generator, AD9910 Evaluation-Board) nicht exakt überprüft werden, betrug jedoch mindestens 5 m. Die frequenzgenaue Überlagerung beider Seitenbänder ist jedoch sehr instabil, da bereits eine kleine Abweichung der Lokaloszillatorfrequenz von der Mittenfrequenz des Sendesignales ($< 0,5$ Hz) wieder zu der oben beschriebenen Schwebung führte und die Decodierung des DRM-Signals somit nicht mehr möglich war. Diese geringe Frequenzabweichung kann bereits durch Temperaturschwankungen hervorgerufen werden.

Um die geforderte Frequenzgenauigkeit und –stabilität sowie das geringe Phasenrauschen des Signalgenerators auch im fertigen Empfänger sicher zu stellen, wurde als lokaler Oszillator der AD9910 von Analog Devices ausgewählt. Dabei handelt es sich um eine DDS mit einer Referenztaktfrequenz von bis zu 1 GHz und einem 14 Bit Digital-Analog-Wandler. Das sogenannte Frequency-Tuning-Word (FTW) ist bei diesem Modell 32 Bit lang, wodurch sich die Ausgangsfrequenz im Raster von 0,23 Hz einstellen lässt. Die Wahl fiel außerdem auf diese DDS, da Firmen bei Analog Devices die Möglichkeit haben Produktbeispiele von sonst nicht in kleinen Stückzahlen zu erhaltenden Bauteilen zu beziehen. Zudem lässt sich das TQFP-100 Gehäuse (Thin Quad Flat Package mit 100 Kontakten) dieses Schaltkreises von Hand löten, was eine weitere Bedingung darstellt, bei aktuellen Bauteilen jedoch immer seltener der Fall ist. Für den Testaufbau wurde ein Evaluation-Board dieses DDS-Schaltkreises beschafft, welches sich per USB an PCs anschließen lässt. Die Steuerung erfolgt hierbei durch die mitgelieferte Software von Analog Devices. Das Board dient auch dazu, eine selbst entwickelte Steuersoftware zu testen. Dazu sind alle notwendigen Kontakte auf Stiftleisten nach außen geführt worden.

Der oben beschriebene Versuchsaufbau wurde wiederholt jedoch nun mit dem DDS-Evaluation-Board als Lokaloszillator. Als Referenzsignal hierfür diente wiederum oben genannter Hochfrequenz-Signalgenerator. Dieser wurde im tatsächlichen Empfänger durch einen in der Industrie erhältlichen Quarzoszillator ersetzt. Zur Steuerung wurde vorerst die zum Board mitgelieferte Software verwendet. Der Test mit dem DDS-Schaltkreis als Lokaloszillator führte mit ähnlichen Übertragungsparametern zum

gleichen Erfolg wie der vorangegangene mit dem Signalgenerator, wodurch mit der Neuentwicklung des Empfängers begonnen werden konnte.

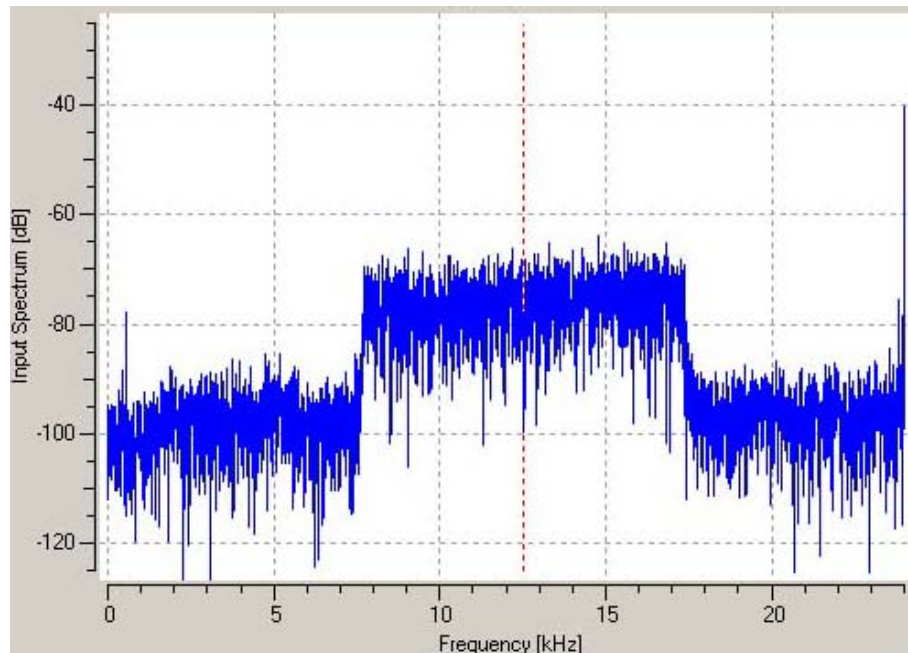


Abbildung 44: Darstellung des empfangenen Spektrums in der Empfangssoftware

5.2.2 Entwurf und Entwicklung des Empfängers

Zur Entwicklung des Layouts wurde wie bereits in der ersten Projektarbeit das Programm Eagle der Firma CadSoft verwendet. Der Empfänger besteht aus drei Baugruppen, die sich auch jeweils auf einer eigenen Leiterplatte befinden. Diese Bauweise hat sich durch Probleme ergeben, die während der Entwicklung aufgetreten sind. Dadurch muss bei einem Fehler nicht das komplette Gerät neu entworfen werden, sondern lediglich die fehlerhafte Baugruppe. Zudem kann dadurch auf einfache Weise die Restriktion der Freeware-Version der Layout-Software auf eine halbe Eurokarte (80 x 100 mm) umgangen werden. Bei einem Design auf nur einer Leiterplatte wäre diese Größe nicht ausreichend gewesen. Die folgenden drei Baugruppen sind geplant, entwickelt und hergestellt worden:

- Steuerung
- DDS (Lokaloszillator)
- Hochfrequenz

Die drei Baugruppen werden mittels Leiterplattensteckverbindern verbunden und vorwiegend in Surface-Mount-Technology (SMT) gefertigt. Eine ausschließliche Verwendung von SMT-Bauteilen ist nicht möglich, da einige Gehäuseformen nicht von Hand gelötet werden können. Des Weiteren werden die Module aus doppelseitig kupferbeschichteten Leiterplatten gefertigt. Die kleinste Bohrung beträgt dabei 0,3 mm und die geringste Strukturbreite 150 µm, was die meisten Hersteller ohne Aufpreise produzieren können. Standardbauelemente kommen in der Gehäuseform 0603 (1,8 x 0,6 mm) zum Einsatz, was den derzeitigen Industriestandard darstellt. Im folgendem werden die drei Baugruppen genauer beschrieben.

Das Steuerungsmodul besteht lediglich aus dem so genannten IO-Warrior56, zwei Board-to-Board-Connectoren sowie drei Pegelwandlern vom Typ MAX3378E von Maxim und deren Abblockkondensatoren. Die äußeren Abmessungen dieser Baugruppe betragen 80 x 40 mm.

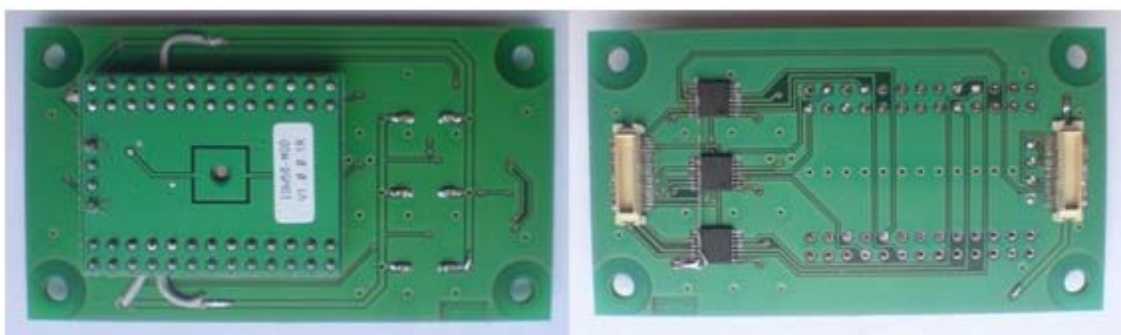


Abbildung 45: Steuerungsbaugruppe (li.: von oben, re.: von unten)

Der verwendete DDS-Schaltkreis kann sowohl parallel mittels 16 Daten- und drei Steuerleitungen sowie seriell per SPI (Serial Peripheral Interface) gesteuert werden. Zur Überprüfung der Realisierbarkeit beider Varianten wurde der sogenannte IO-Warrior56 ausgewählt und beschafft. Hierbei handelt es sich um ein USB-HID (Human Interface Device) mit 50 frei programmierbaren Ein- bzw. Ausgängen. Zudem bieten einige Anschlüsse dieses Gerätes Sonderfunktionen wie zum Beispiel das benötigte SPI. Es werden keine Treiber benötigt, was für die Verwendbarkeit einen entscheidenden Vorteil darstellt. Mittels der mitgelieferten Software-Bibliothek ist es möglich, schnell eigene Anwendungen zu entwickeln. Da jedoch an den Ausgängen des IO-Warrior die 5V aus dem USB anliegen, für den DDS-Schaltkreis aber 3,3V vorgeschrieben sind, ist es notwendig, eine Pegelanpassung durchzuführen. Weil das allerdings für die parallele Schnittstelle einen sehr hohen Aufwand darstellt und dadurch die Stromaufnahme des

Empfängers drastisch steigen würde, wird diese Art der Ansteuerung verworfen. Zur Pegelanpassung der SPI wird der MAX3378E verwendet. Dieser Schaltkreis ist ein vierfacher bidirektionaler Pegelwandler. Damit wird es möglich, die Daten wesentlich schneller als mit einer einfachen Schalttransistor-Schaltung zu übertragen und gleichzeitig, durch den geringen Ruhestrom dieses Schaltkreises, die Stromaufnahme im Rahmen zu halten. Die Spannungsversorgung wird vom DDS-Modul bzw. über den USB (bus powered) bereitgestellt. Beim Aufbau und Test der Baugruppe wurde festgestellt, dass die beiden Versorgungsspannungen der Pegelwandler vertauscht sind. Nach dem provisorischen Beheben dieses Fehlers wurde jedoch erkannt, dass die SPI des IO-Warriors inkompatibel zur seriellen Schnittstelle des DDS-Schaltkreises zu sein scheint. Aus diesem Grund wurden keine nachträglichen Änderungen am Schaltplan vorgenommen. Die Steuerung wird später auf Basis eines Mikrocontrollers neu entwickelt.

Zentrales Bauteil der DDS-Baugruppe ist der AD9910 von Analog Devices. Hierbei handelt es sich um eine DDS mit einer Referenztaktfrequenz von bis zu 1 GHz und einem 14 Bit Digital-Analog-Wandler. Zur Erstellung eines Leiterplattenlayouts wurden alle notwendigen Bauteile des vorher beschafften Evaluation-Boards auf das eigene Layout zu übertragen. Da dieses Board jedoch einen weit größeren Funktionsumfang bietet, als für den Empfänger nötig ist, wurde der Bauteil- und somit auch der Platzbedarf für den Lokaloszillator des Empfängers wesentlich geringer. Die DDS-Baugruppe ist 80 x 100 mm groß. Das Referenzsignal für den DDS-Schaltkreis wird durch einen 1 GHz Quarzoszillator bereitgestellt, der als monolithischer IC bereits alle notwendigen Bauteile enthält, wodurch eine äußere Beschaltung entfällt. Das Ausgangssignal der DDS wird durch einen HF-Übertrager von einem symmetrischen in ein sog. Single-Ended-Signal gewandelt und anschließend tiefpassgefiltert um die unerwünschten Frequenzanteile zu entfernen. Die Grenzfrequenz des Filters dritter Ordnung liegt bei ca. 450 MHz (Filterkennlinie: s. Anhang, Abbildung 58). Zudem befindet sich auf der DDS-Baugruppe die gesamte Spannungsversorgung für das Modul selbst und das Steuerungsmodul sowie eine USB-Buchse von Typ B zur Verbindung des Empfängers bzw. der Steuerung mit einem Computer. Die Qualität des Ausgangssignals DDS hängt sehr stark von der Qualität der Spannungsversorgung ab. Analog Devices empfiehlt getrennte Spannungsversorgungen für analog und digital um die Qualität

verbessern. Aus diesem Grund werden vier Spannungsregler für das DDS-Modul verbaut (3,3 V und 1,8 V, jeweils für analog und digital). Zum Einsatz kommen hierbei vier LT1763 von Linear Technologies. Dabei handelt es sich um Low Noise, Low Dropout Spannungsregler mit einem maximalem Strom von 500 mA, die sich aufgrund des sehr geringem Rauschens am Ausgang besonders eignen. Die 3,3 V digital versorgen zusätzlich die Pegelwandler der Steuerungsbaugruppe und die 3,3 V analog den Referenzoszillator. Als Versorgung für den Empfänger wird vorerst ein Labornetzteil verwendet, wobei Spannungen zwischen 8 V und 20 V eingestellt werden können. Auf der Leiterplatte befindet sich zusätzlich noch eine Stiftleiste, die zum Abgreifen der Steuerungssignale dient. Diese wurde in Hinblick auf die Schwierigkeit der Ansteuerung vorgesehen, ist für die Funktion jedoch nicht nötig. Sie ermöglicht die Fehlersuche sowie das Anschließen einer alternativen Steuerung. Aufgrund der zentralen Rolle dieser Baugruppe enthält sie zusätzlich noch die USB-Buchse sowie den Anschluss der Stromversorgung für den gesamten Empfänger. Die Verbindung zur Steuerungsbaugruppe erfolgt mittels Board-to-Board-Connectoren. Für die Verbindung zur Hochfrequenzbaugruppe waren ursprünglich auch Steckverbinder angedacht. Da jedoch bei den geplanten Verbindern die Oberseite nicht deckungsgleich auf der Unterseite steht, wurden diese verworfen. Die letztendliche Verbindung wird sehr wahrscheinlich mit Flachbandkabeln in Verbindung mit Standard-Steckverbindern erfolgen, um die Modularität zu erhalten. Auch bei diesem Modul kommen wieder

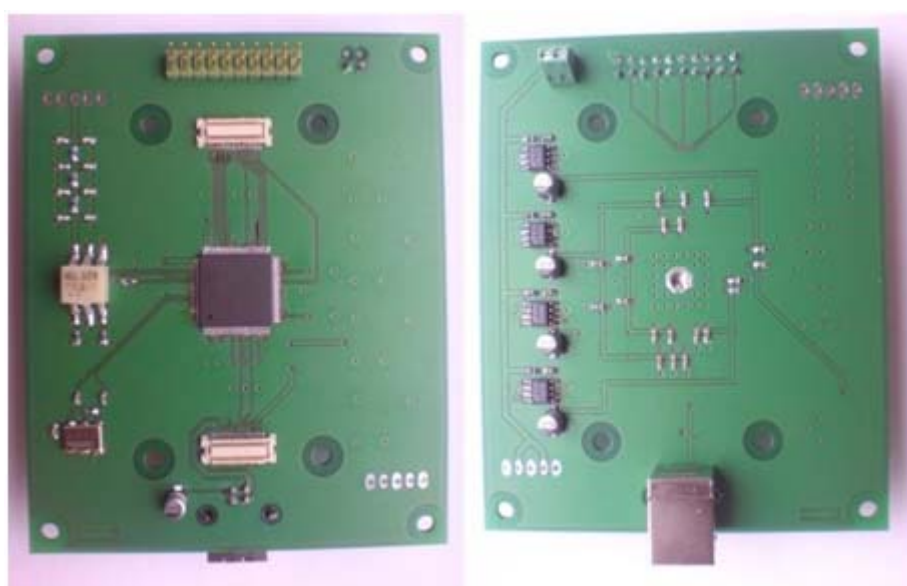


Abbildung 46: DDS-Baugruppe (li.: von oben, re.: von unten)

überwiegend SMT-Bauteile zum Einsatz. Lediglich die mechanisch stark belasteten Bauteile wurden in THT (Trough-Hole-Technology) ausgeführt.

Zentrales Bauelement der Hochfrequenzbaugruppe ist wie bereits beim ersten Empfänger der doppelt balancierte Mischer SA612A, hier jedoch in der oberflächenmontierten Variante. Die Abmessungen der Leiterplatte betragen wie beim DDS-Modul 80 x 100 mm. Die Rückseite ist zur Verbesserung der Hochfrequenzeigenschaften fast ausschließlich eine Massefläche (sog. Ground-Plane). Als Spannungsversorgung kommt wiederum ein LT1763 zum Einsatz. Dieser ist jedoch, im Gegensatz zu den auf der DDS-Baugruppe verbauten, mittels Trimmer in der Ausgangsspannung zwischen 1,22 V und 7,32 V regelbar. Die äußere Beschaltung des Mixers beschränkt sich auf Abblockkondensatoren, Kondensatoren zur Gleichspannungsunterdrückung sowie einen Bandpass, der zusätzlich zur Impedanzanpassung zwischen Antenne und Mischer dient. Als Niederfrequenzanschluss ist eine 3,5 mm Stereo-Klinkenbuchse verbaut. Beim Aufbau der Hochfrequenzbaugruppe wurde festgestellt, dass die tatsächliche Pad-Belegung der 3,5 mm Klinkenbuchse von der in der Eagle-Bauteilbibliothek abweicht. Aufgrund dieses Fehlers muss der Empfänger mittels eines Adapters, bei dem auf einer Seite die Masseführende Leitung an den vordersten Kontakt angeschlossen sein muss, mit dem PC verbunden werden. Der Fehler wurde im vorliegenden Schaltplan sowie im Layout behoben.

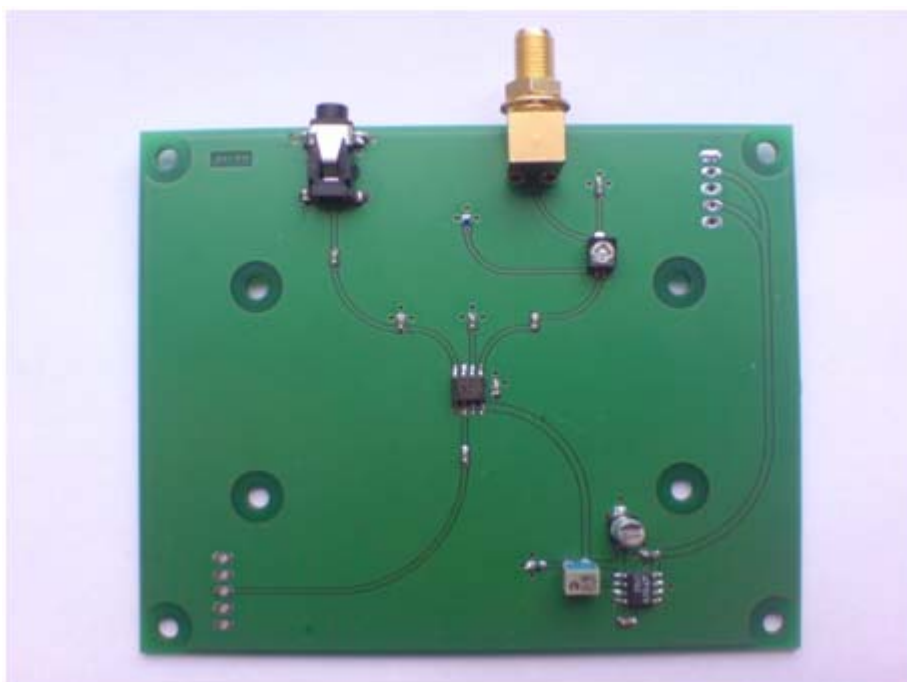


Abbildung 47: Hochfrequenz-Baugruppe

5.2.3 Softwareentwurf

Zur Steuerung des Empfängers musste eine geeignete Software entwickelt werden. Aufgrund der weiten Verbreitung, wurde diese für das Betriebssystem Windows von Microsoft geschrieben. Als Entwicklungsumgebung wurde Visual Studio 2008 (ebenfalls von Microsoft) verwendet und als Programmiersprache kam C# zum Einsatz. Die Software sollte folgenden Funktionsumfang bieten:

- Direktauswahl bestimmter Systembedingter Frequenzen
- Freies Einstellen der Frequenz
- Darstellung des Systemüberblicks mit Angabe aktueller Parameter

Die Software wurde parallel zur Hardware entwickelt und bietet derzeit nur Grundfunktionalität. Aufgrund des sich darstellenden Problems mit der Steuerung wurde die Entwicklung jedoch nicht fortgeführt. Inwieweit eine Weiterentwicklung möglich ist, oder ob eine vollständige Neuentwicklung notwendig wird, hängt von der Entscheidung über die neue Steuerung ab.

5.2.4 Diskussion der Zwischenergebnisse

Der Empfänger wurde auf Basis des AD9910 neu entwickelt und aufgebaut. Aufgrund des oben dargestellten Fehlers in der Steuerung wurde er jedoch bis zum jetzigen Zeitpunkt nicht zur Funktion gebracht. Die Probleme in der DDS-Steuerung mittels IO-Warrior sind nur schwer nachvollziehbar. Aufgrund dessen wurde Steuerung des Evaluation-Boards mit einem Logikanalysator analysiert. Es handelt sich dabei um einen SPI-Datenstrom mit 200 kHz Datenrate und Datenübernahme an der steigenden Flanke des Taktsignals. Die Nachbildung dieser Parameter mit dem IO-Warrior führte dennoch nicht zum Erfolg. Die Analyse dieses Datenstromes zeigte nach dem Senden von jeweils acht Bit eine kurze Pause, die nach Aussage des Herstellers durch das Nachladen des nächsten zu sendenden Bytes entsteht. Es ist möglich, dass der DDS-Schaltkreis die Kommunikation aufgrund dieser Pause abbricht und somit der IO-Warrior für dieses Projekt keine Verwendung finden kann. Dies kann jedoch erst

zweifelsfrei bestätigt werden, wenn eine andere Steuerung vorliegt und getestet werden kann. Empfehlenswert dafür ist ein Mikrocontroller mit integriertem USB-Controller. Damit kann die Datenübertragung des Evaluation-Boards exakt nachgebildet werden. Die dafür notwendige Technik wird in naher Zukunft im Rahmen eines Forschungs- und Entwicklungsprojektes beschafft, so dass die Kosten gering bleiben.

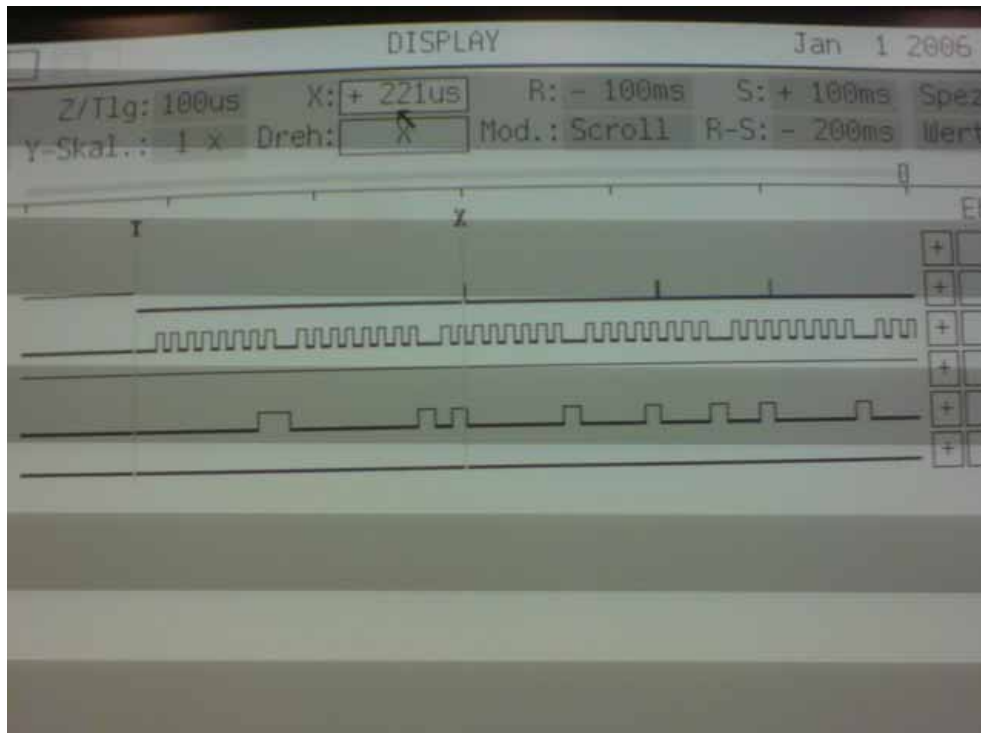


Abbildung 48: Darstellung der Pause zwischen den gesendeten Bytes

5.3 Diskussion von Sender und Empfänger mit Quadraturmischern

Der Sender, der in Abschnitt 5.1 entstanden ist und für den Empfänger im Abschnitt 5.2 wiederverwendet wurde, moduliert das Sendesignal mittels Zweiseitenband-Amplitudenmodulation in den Hochfrequenzbereich. Diese Technik stammt aus den Anfangszeiten des Rundfunks und ist nicht mehr zeitgemäß. Zum einen wird Energie in das Trägersignal sowie ein zweites Seitenband investiert, obwohl dies lediglich redundante Signalkomponenten darstellt, die zur Rückgewinnung der Information nicht benötigt werden. Zum anderen benötigt das Aussenden des Zweiseitenband-Signals die doppelte Niederfrequenz-Bandbreite. Dies ist gerade in Hinblick auf die immer stärkere Nutzung des Funkkanals ein entscheidender Nachteil. Außerdem steckt

die komplette Information in der Amplitude des Trägers und ist somit starken Störungen ausgesetzt. Aufgrund dieser Umstände muss das Senderkonzept neu überdacht werden. Eine mögliche Lösung des Bandbreitenproblems wäre das Ausfiltern eines Seitenbandes. Da der Sender jedoch als Direktmischer arbeitet und die beiden Seitenbänder im Hochfrequenzbereich dadurch sehr eng beieinander liegen, wäre ein analoger Filter an dieser Stelle sehr aufwändig und würde das Sendesignal zudem stark dämpfen, was eine nachfolgende Verstärkung notwendig machen würde. Eine weitaus praktikablere Methode zur Erzeugung eines effizienteren Sendesignales stellt der Einsatz von Quadraturmodulatoren dar, was jedoch auch eine Neuentwicklung von Sender und Empfänger erfordert. Dieses Kapitel befasst sich mit dem Entwurf neuer Sende- und Empfängerhardware auf Basis von Quadraturmodulatoren.

5.3.1 Grundlagen

Für das Aussenden von Quadraturmodulierten Signalen ist eine Basisbandverarbeitung zur Herstellung der beiden Quadraturkomponenten zwingend erforderlich. In der Digitaltechnik wird diese Aufgabe häufig von digitalen Signalprozessoren (DSP) oder von Programmen auf Universalprozessoren übernommen. Das Programm DReaM, welches bereits in den vorangegangenen Projekten verwendet wurde und auch für Übertragung mittels Quadraturmodulatoren Anwendung finden soll, ist in der Lage die digitale Basisbandverarbeitung komplett durchzuführen und die beiden orthogonalen Signale Inphase (I) und Quadratur (Q) am linken bzw. rechten Kanal der Soundkarte zur Verfügung zu stellen. Ein weiterer Aspekt ist der lokale Oszillator, welcher seitens des Empfängers wieder einstellbar sein soll. Hier erweist sich der modulare Aufbau des DDS-Empfängers mit ZSB-AM als Vorteil. Der lokale Oszillator und außerdem noch die Spannungsversorgung kann über das DDS-Modul inkl. des noch neu zu entwickelnden Steuermoduls erfolgen, wodurch der Entwicklungsaufwand und die Kosten für Prototypen wesentlich verringert werden können.

5.3.2 Wahl des Modulators/Demodulators

Nach eingehender Recherche standen unter anderem folgende Quadraturmodulatoren bzw. -demodulatoren zur Auswahl, von denen jeder Vor- und Nachteile hat, die es abzuwägen galt:

- Linear Technology LT5517 (Demodulator),
- Analog Devices AD8333 (Demodulator),
- Analog Devices ADL5385 (Modulator),
- Analog Devices ADL5387 (Demodulator),
- Analog Devices ADL5390 (Vektormultiplizierer),
- ...

Der LT5517 ist ein Quadraturmodulator für Frequenzen von 40 bis 900 MHz, der extern mit der doppelten Lokalszillatorfrequenz angesteuert werden muss und intern über eine Schaltung zur Erzeugung der beiden orthogonalen Lokalszillatorfrequenzen verfügt. Dieser Umstand macht ihn auf Grund der geringen äußeren Beschaltung und der damit verbundenen schnellen Prototypenentwicklung besonders attraktiv. Da jedoch kein passender Modulator verfügbar ist und somit kein durchgehend einheitliches Grundkonzept verfolgt werden kann, ist eine Verwendung dieses Schaltkreises ausgeschlossen. Der AD8333 ist ein doppelter Quadraturdemodulator, der ebenfalls über einen internen Schaltkreis zur Erzeugung der orthogonalen Lokalszillatorfrequenzen verfügt. Da er jedoch nur bis 50 MHz betrieben werden kann, die Übertragung aber im UKW-FM-Band (87,5 bis 108 MHz) erfolgen soll, würde ein zweistufiger Empfänger mit einer zusätzlichen Mischstufe notwendig werden. Dieser Aufwand ist auf Grund des Vorhandenseins von alternativen Bauteilen jedoch nicht sinnvoll. Der Vektormultiplizierer AD5390 kann grundsätzlich als Quadraturmodulator eingesetzt werden. Entscheidender Nachteil dieses Schaltkreises ist jedoch die notwendige externe Versorgung mit orthogonalen Lokalszillatorfrequenzen, welche zwar mit Bauteilen wie zum Beispiel einem Hilbert-Transformator sehr präzise erzeugt werden können, jedoch wiederum einen unnötigen Aufwand darstellt. Der Hilbert-Transformator ist in Analogtechnik nur sehr aufwändig zu realisieren, da die Phasenverschiebung allein durch Bauteiltoleranzen und Temperaturschwankungen

nicht mehr genau 90° beträgt und somit am Ausgang des Quadraturmodulators wieder redundante Signalkomponenten auftreten. Auch eine sogenannte Umwegschleife ist aufgrund des verwendeten Frequenzbereiches ausgeschlossen, da diese für die notwendigen 90° Phasenverschiebung bei 100 MHz ca. 75 cm lang sein müsste ($\lambda/4$). Eine weitere Möglichkeit zur Erzeugung der orthogonalen Lokalszillatorfrequenzen wäre das Verwenden von zwei DDS-Schaltkreisen welche synchronisiert werden. Das würde allerdings die Kosten für ein Gerät wesentlich erhöhen und ist außerdem mit der vorhandenen DDS-Baugruppe nicht mehr möglich. Die beiden Schaltkreise ADL5385 und ADL5387 sind grundlegend am besten zum Aufbau einer Übertragungsstrecke geeignet. Sie benötigen jedoch, wie auch die weiter oben genannten Modulatoren, symmetrische Basisbandsignale welche von einer PC-Soundkarte nicht bereitgestellt werden können. Analog Devices empfiehlt an dieser Stelle Digital-Analog-Wandler, welche diese Signalform ausgeben. Da die Basisbandsignale am Ausgang der Soundkarte jedoch schon analog vorliegen, kommt diese Art der Symmetrierung nicht in Frage. Weitere Möglichkeiten zur Symmetrierung der Audiosignale wären Niederfrequenz-Übertrager, die aber auf Grund ihrer äußeren Abmessungen und des daraus resultierenden hohen Gewichtes nicht für mobile Geräte zu gebrauchen sind, und Operationsverstärker, die als Invertierer beschaltet die negative Signalkomponente aus der positiven erzeugen. Da die Audiosignale formal mittelwertfrei sind, also gleichermaßen positive wie negative Spannungswerte enthalten, muss jedoch auch die Versorgungsspannung der Operationsverstärker symmetrisch sein. Die Erzeugung symmetrischer Betriebsspannungen mit ausreichender Leistung ist nicht trivial und kann zu Potentialunterschieden führen die wiederum die Funktion beeinträchtigen, weil diese Art der Spannungsversorgung in den bereits vorhandenen Baugruppen nicht vorgesehen ist. Eine Alternative zu Operationsverstärkern stellt der LTC6404 von Linear Technology dar, wobei es sich um einen asymmetrisch zu symmetrisch Konverter handelt. Dieser benötigt jedoch wiederum eine symmetrische Spannungsversorgung und scheidet somit auch aus. Eine weitere Möglichkeit die Quadraturmischung zu realisieren, ist die Verwendung von diskreten Bauteilen, also zwei separaten Mischern. Hier stellt sich aber wieder die Herstellung der orthogonalen Lokalszillatorfrequenzen als Problem dar. Zudem erreicht man mit diesem Aufbau nicht die Präzision der integrierten Schaltkreise. Eine

weitere interessante Alternative zur Umsetzung der Quadraturmischung ist der AD9957 von Analog Devices. Dabei handelt es sich um einen DDS-Oszillator mit integriertem Quadraturmodulator, welcher allerdings mit digitalen Basisbandsignalen angesteuert werden muss. Dieser Schaltkreis wäre auf Grund seiner hochintegrierten Bauweise somit speziell für kommerzielle Endgeräte geeignet.

Auch Produkte anderer Hersteller benötigen ausschließlich symmetrische Basisbandsignale. Dieser Umstand stellt die Verwendung von Quadraturmodulatoren in Verbindung mit DReaM in Frage. DReaM erzeugt die beiden Signalkomponenten I und Q digital, kann diese jedoch nur analog ausgeben. Aus diesem Grund besteht bei jetzigem Stand der Software keine Möglichkeit einen Quadraturmodulator mit digitalen Basisbandsignalen zu versorgen und alle oben besprochenen Arten der Konvertierung mehr oder weniger fehlerbehaftet, zu aufwändig oder für mobile Endgeräte nicht geeignet sind.

5.3.3 Diskussion der Senderkonzepte

In diesem Abschnitt werden die verschiedenen Konzepte zur Umsetzung des Senders mit Quadraturmischung in Verbindung mit DReaM vorgestellt und beurteilt. Zunächst wird dabei auf die Erzeugung der symmetrischen Basisbandsignale eingegangen und nachfolgend auf die Herstellung der orthogonalen Trägerfrequenzen.

Die einfachste Möglichkeit den Sender aufzubauen besteht aus einem der oben genannten integrierten Quadraturmischern in Verbindung mit zwei Niederfrequenz-Übertragern zur Herstellung der notwendigen symmetrischen Basisbandsignale und ist in nachfolgender Abbildung dargestellt.

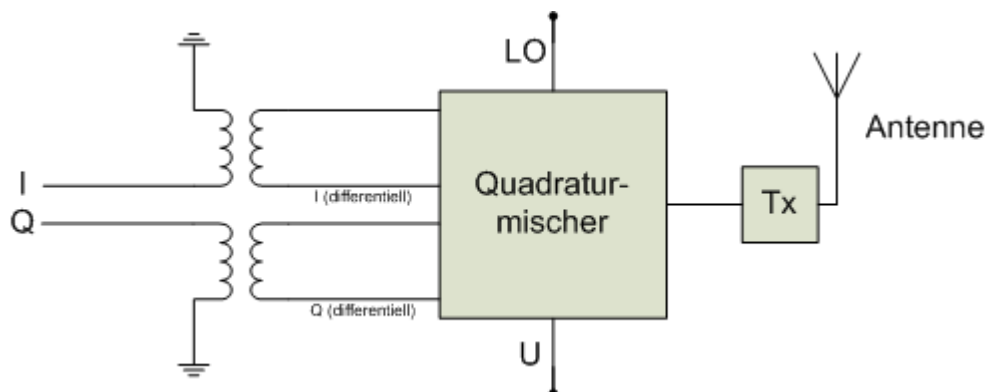


Abbildung 49: NF-Übertrager zur Erzeugung der symmetrischen Basisbandsignale

Vorteil dieser Methode ist der unkomplizierte Aufbau in Verbindung mit der DDS-Baugruppe als Lokaloszillator. Da Niederfrequenz-Übertrager jedoch sehr groß sind, eignen sie sich weniger für mobile Endgeräte. Zudem sind sie nicht in SMD-Technik zu beziehen, was der Verwendung im Sender entgegen steht. Das Hauptproblem der Übertrager ist allerdings die bauartbedingte hohe Impedanz am Ausgang im Bereich von mehreren Kiloohm, da die Eingänge der Modulatoren in Spannungsanpassung, also durch Quellen mit niedriger Impedanz, betrieben werden müssen. Um das zu umgehen werden als Impedanzwandler beschaltete Operationsverstärker benötigt, was allerdings zu einem Problem mit der Spannungsversorgung führt, welches weiter unten genauer beschrieben wird.

Die zweite Methode zur Symmetrierung der Basisbandsignale stellen Operationsverstärker dar, welche als Invertierer beschaltet sind. Somit kann die negative Signalkomponente aus der positiven erzeugt werden. Die Laufzeitunterschiede zwischen diesen beiden Komponenten können dabei vernachlässigt werden. Zur Sicherheit sollten jedoch Operationsverstärker mit einer deutlich höheren Grenzfrequenz, als der höchsten im Signal vorkommenden Frequenz ($< 20 \text{ kHz}$), verwendet werden. Eine Besonderheit stellt allerdings die Spannungsversorgung der Operationsverstärker dar, welche auf Grund der im Basisband vorhandenen negativen Spannungen (mittelwertfrei) symmetrisch sein muss. Dieser Umstand ist eine besondere Herausforderung, da man hierfür normalerweise einen Transformator mit Mittelanzapfung benötigen würde, was aber für die DDS-Baugruppe, die den externen Anschluss der Spannungsversorgung enthält, nicht

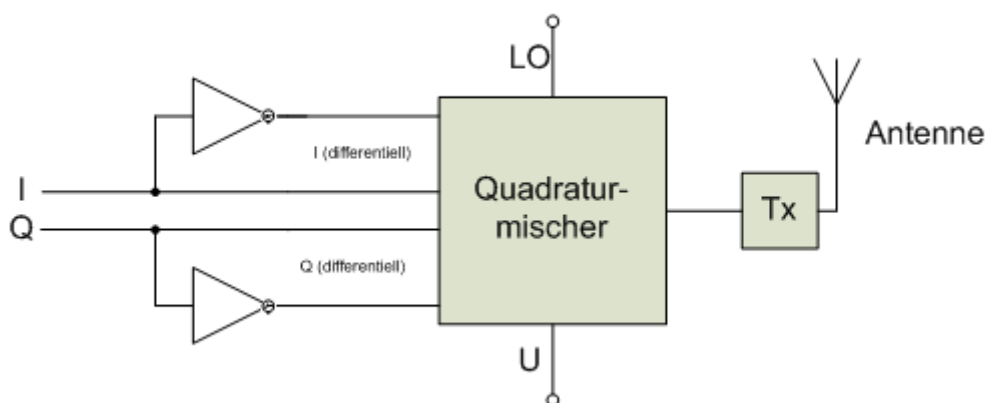


Abbildung 50: Operationsverstärker zur Symmetrierung der Basisbandsignale

vorgesehen ist. Zudem wurde gerade bei der Spannungsversorgung auf größtmögliche Flexibilität Wert gelegt, um den mobilen Einsatz sowie die Verwendung in Vorlesungen so komfortabel wie möglich zu gestalten. Auch die Symmetrierung der Versorgungsspannung ist keine adäquate Lösung, da es hierbei zu Potentialunterschieden zwischen den Basisbandsignalen und der Spannungsversorgung kommt, die einer korrekten Funktion des Modulators entgegen stehen. Eine weitere Möglichkeit die Basisbandsignale zu symmetrieren, welche den Operationsverstärkern sehr ähnlich ist, stellt der LTC6404 von Linear Technology dar, wobei es sich um einen asymmetrisch zu symmetrisch Konverter handelt. Dieser benötigt jedoch wiederum eine symmetrische Spannungsversorgung und scheidet somit auch aus.

Die beste Methode zur Symmetrierung stellt jedoch die Versorgung des Senders mit digitalen Basisbandsignalen in Verbindung mit einem zum Modulator passenden Digital-Analog-Konverter dar. Die Hersteller der Quadraturmischer bieten zu den Mischern passende Schaltkreise an, welche keine weitere Signalanpassung erfordern. Diese Methode würde allerdings einen Eingriff in die Software (DReaM) erfordern. Zudem muss man auf eine andere Schnittstelle ausweichen, da der Analogausgang der Soundkarte nicht für eine digitale Übertragung geeignet ist. Möglichkeiten hierfür wären zum Beispiel der digitale Ausgang der Soundkarte S/P-DIF (Sony/Phillips-Digital Interface) oder der universelle serielle Bus (USB). In jedem Fall wird jedoch ein weiterer Controller benötigt, der den seriellen Datenstrom aus dem Computer auf die beiden Basisbandkanäle I und Q aufteilt. In folgender Abbildung ist ein Blockschaltbild eines solchen Senders zu sehen.

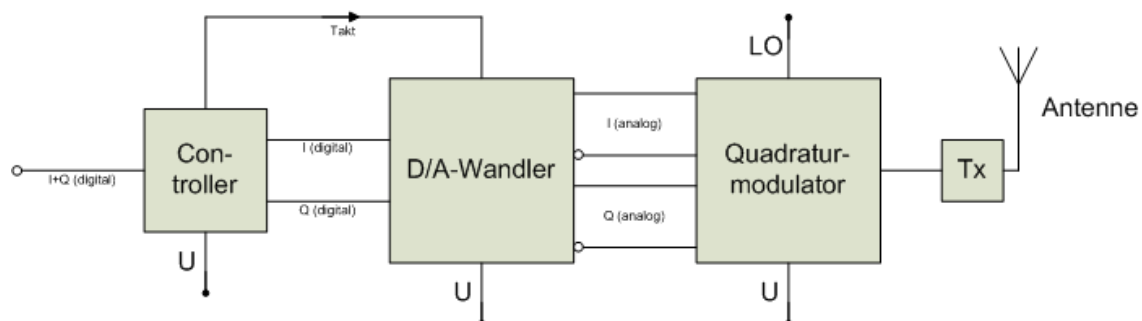


Abbildung 51: Sender mit digitaler Basisbandversorgung

Der größte Vorteil dieser Methode wäre die digitale Basisbandversorgung bis kurz vor die Eingänge des Modulators und die damit verbundene Robustheit gegen

Störeinflüsse. Diesem steht allerdings der enorme zeitliche Aufwand gegenüber, welcher durch den Eingriff in die Software entsteht. Somit stellt ein derart aufgebauter Sender einen sehr aufwändigen Idealfall dar. Es stellt sich hier jedoch die Frage, ob der Einsatz eines digitalen Signalprozessors an Stelle von Computer und Controller nicht

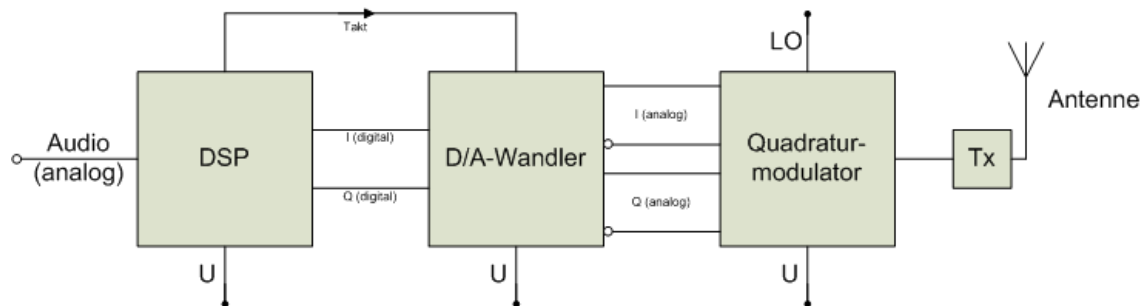


Abbildung 52: Sender mit DSP ohne externe Signalverarbeitung

günstiger wäre, vor allem weil der Sender dann auch unabhängig betrieben werden könnte. Man würde sich dadurch bei Vorführungen einen zweiten Computer sparen, auf dem sonst die DReaM-Software als Sender arbeiten müsste. Der Aufwand, welcher beim Programmieren des DSP anfällt, kann mit dem Eingriff in DReaM gleichgesetzt werden, wodurch die Vorteile des digitalen Signalprozessors deutlich überwiegen. Durch den Einsatz eines entsprechenden DSP könnte sogar die Quadraturmodulation digital erfolgen, wodurch sich ein externer Lokaloszillator erübrigen würde. Zudem sind auch digitale Signalprozessoren mit integriertem Digital-Analog-Konvertieren erhältlich, weshalb der Sender dann lediglich aus einem DSP mit entsprechender externer Beschaltung bestehen müsste. Diese Methode kann als "State of the Art", also als der höchste anzunehmende Entwicklungszustand dieser Technologie angenommen werden.

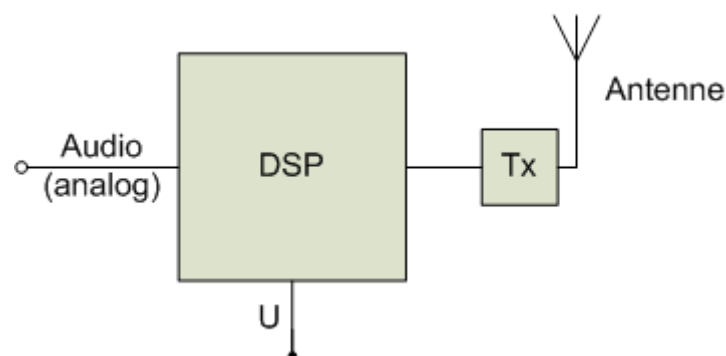


Abbildung 53: Sender mit DSP (PC-unabhängig)

Das zweite Problem bei der Konzeptionierung des Senders stellt die Versorgung mit orthogonalen Trägerfrequenzen dar, welche für die beiden Mischer des Quadraturmodulators benötigt werden. Am einfachsten lässt es sich durch die Verwendung eines Modulators mit interner orthogonaler Trägerfrequenzerzeugung lösen. Diese Schaltkreise müssen, vom Hersteller unabhängig, ausschließlich mit der doppelten Sendefrequenz als Lokaloszillator versorgt werden (bspw. 200 MHz LO für eine 100 MHz Aussendung). Es ist deswegen anzunehmen, dass die Phasenverschiebung von 90° über eine Frequenzteilung mittels Phasenregelkreis (PLL - Phase-locked loop) erreicht wird. In Frage kommt an dieser Stelle prinzipiell aber auch ein als Integrierer bzw. Differenzierer beschalteter Operationsverstärker. Die Genauigkeit einer solchen Schaltung dürfte aber besonders bei höheren Frequenzen nicht im zulässigen Rahmen liegen. Problem dieser integrierten Quadraturmodulatoren ist allerdings die oben genannte symmetrische Basisbandversorgung.

Bei Verwendung des oben genannten Vektormultiplizierers oder zwei separaten Mischern muss die Bereitstellung der orthogonalen Trägerfrequenzen extern erfolgen. Eine einfache Möglichkeit zur Realisierung der 90° Phasenverschiebung ist die bereits erwähnte Umwegschleife. Sie kann die geforderte Verschiebung zwar nur für genau eine Frequenz verwirklichen, was aber kein Problem darstellt, da der Sender ohnehin auf einer festen Frequenz senden soll. Voraussetzung dafür ist aber genaue Kenntnis des so genannten Verkürzungsfaktors des verwendeten Leitermaterials bei der genutzten Frequenz. Der Verkürzungsfaktor ist ein Faktor, der die Differenz zwischen der Geschwindigkeit der Wellenausbreitung im Vakuum und dem tatsächlichen Ausbreitungsmedium beschreibt. Die Länge der Umwegschleife lässt sich dann wie folgt berechnen:

$$l = \frac{\lambda}{4} \cdot v_k \qquad v_k = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

Die damit berechneten Längen für Frequenzen im UKW-Bereich sind für ein kompaktes Gerät jedoch nicht denkbar. Zusätzlich schließt die Temperaturabhängigkeit des Verkürzungsfaktors eine Verwendung im Sender aus.

Eine weitere Methode zur Erzeugung der orthogonalen Trägerfrequenzen ist der so genannte Hilbert-Transformator. Dabei handelt es sich um eine Spezialform eines

Allpassfilters, der das Spektrum in einem bestimmten Frequenzband um 90° dreht. Diese Schaltung ist jedoch in Analogtechnik nur mit großem Aufwand zu realisieren und durch Bauteiltoleranzen und Temperaturschwankungen ungenau. Weil aus diesem Grund nicht exakt 90° Phasenverschiebung erreicht werden, treten am Ausgang des Modulators wieder redundante Signalanteile auf, weshalb der Hilbert-Transformator für die analoge Quadraturmodulation nur bedingt geeignet ist.

Die bis hier genannten analogen Methoden zur Erzeugung der Trägerschwingungen sind nicht grundsätzlich ungeeignet. Sie sind jedoch nicht absolut präzise und dazu noch sehr aufwändig umzusetzen. Zudem benötigen sie einen externen Oszillator, aus dessen Signal das orthogonale Signal gebildet wird. Da dieser Oszillator in Form der DDS-Baugruppe bereits existiert, ergibt sich eine weitere Möglichkeit zur Herstellung der beiden Trägerschwingungen: Die Verwendung eines zweiten DDS-Schaltkreises welcher mit dem ersten synchronisiert wird. Die Schnittstellen zur Synchronisation sind bei der verwendeten DDS bereits vorhanden. Per Software kann dann in einem der beiden Schaltkreise eine Phasenverschiebung eingestellt werden. Da dies noch im digitalen Teil geschieht, ist diese Verschiebung sehr genau und vor allem auch unempfindlich gegenüber äußeren Einflüssen wie zum Beispiel Temperaturschwankungen. Dieses Vorgehen würde allerdings eine Neuentwicklung der DDS-Baugruppe erforderlich machen. Aufgrund der großen Komplexität einer Baugruppe

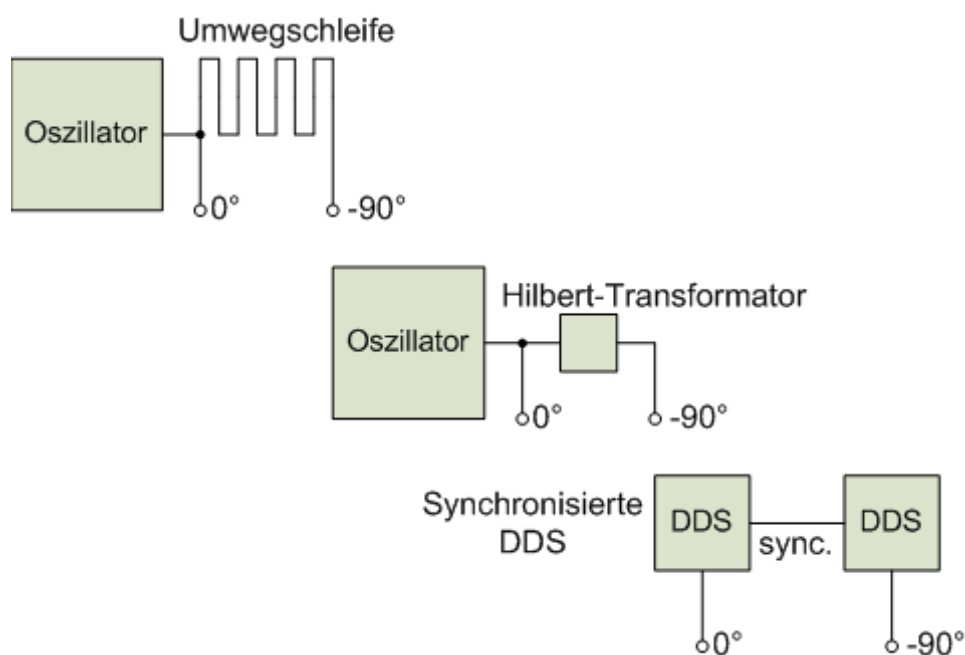


Abbildung 54: Verfahren zur Erzeugung orthogonaler Trägerfrequenzen

mit zwei DDS-Schaltkreisen, ist es jedoch fraglich, ob diese Schaltung noch auf eine Leiterplatte mit der vorgegebenen Größe von 80 x 100 mm passt bzw. ob man noch Leiterplatten mit zwei Kupferlagen verwenden kann. Sollten diese Parameter überschritten werden, müsste für den Entwurf der Schaltung eine kostenpflichtige Version des Layout-Programmes EAGLE verwendet werden. Diese Baugruppe würde somit die Kosten des Senders wesentlich erhöhen. Aus diesem Grund stellt sich auch hier wieder die Frage, ob man statt des großen Entwicklungs- und Schaltungsaufwandes nicht eher, wie weiter oben bereits erwähnt, auf einen DSP setzen sollte. Aktuelle Signalprozessoren werden mit bis zu 1 GHz getaktet, wodurch die digitale Signalverarbeitung im UKW-Bereich theoretisch kein Problem darstellt. Die Entwicklung des Senders würde sich somit auf die Programmierung der Software für den DSP beschränken, was zweifellos auch einen großen Aufwand darstellt. Dieser Aufwand würde dann jedoch in eine zeitgemäße digitale Technik fließen und somit einen Mehrwert darstellen. Vor der eigentlichen Entwicklung bedarf es aber auf jeden Fall einer weitreichenden Untersuchung, um nicht in eine Sackgasse zu geraten.

5.3.4 Diskussion der Empfängerkonzepte

Im Gegensatz zum Sender stellt sich der Entwurf des Empfängers mit Quadraturmodulation auf Grund einiger Eigenschaften der externen Beschaltung der integrierten Demodulatoren um einiges unkomplizierter dar. Wie beim Modulator muss auch beim Demodulator das Eingangssignal symmetrisch anliegen. Durch den wesentlich höheren Frequenzbereich ist die Symmetrierung des Eingangssignals mit Übertragern jedoch wesentlich einfacher zu realisieren. Hochfrequenzübertrager sind um einiges kleiner als Niederfrequenzübertrager und erfreuen sich einer großen Marktverfügbarkeit. Die bei der Demodulation entstehenden Basisbandsignale (I und Q) werden symmetrisch ausgegeben, um den einfachen Anschluss eines Analog-Digital-Konverters zu ermöglichen. Eine "Asymmetrierung" dieser Signale kann mittels Operationsverstärkern, die als Differenzverstärker beschaltet sind, erfolgen. Da dieses Vorgehen jedoch wieder zum dem oben genannten Problem mit der symmetrischen Spannungsversorgung führt und die Basisbandsignale in Verbindung mit Software-Defined Radio und DReaM ohnehin nur analog anliegen müssen, kann darauf auch

verzichtet werden. Bei der ausschließlichen Verwendung der positiven Signalkomponente gegen Masse kann so zwar nur ein kleinerer Dynamikbereich genutzt werden, welcher aber im Computer durch den Mikrofonvorverstärker ohne großen Aufwand vergrößert und somit genau auf die Eigenschaften der Empfängersoftware abgestimmt werden kann. Ein derart aufgebauter Empfänger besteht somit nur aus den Bauteilen für die Symmetrierung und dem Demodulator mit seiner externen Beschaltung. In folgender Abbildung ist ein Blockschaltbild eines Empfängers dargestellt, welcher in dieser Weise aufgebaut ist.

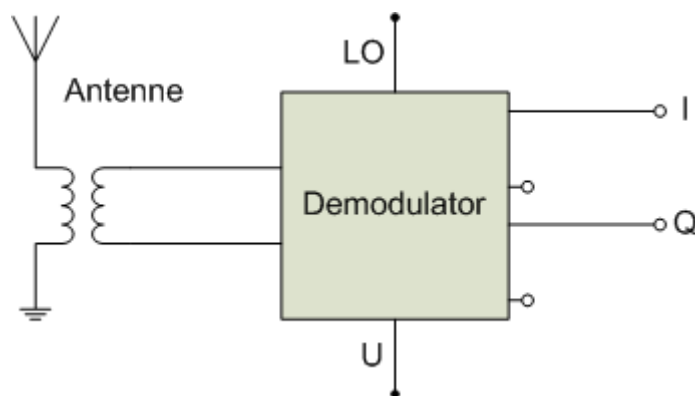


Abbildung 55: Empfänger mit integriertem Quadraturdemodulator

Die Funktion des Empfängers ist nicht von der Wahl des Demodulators abhängig. Es sollte jedoch auf den nutzbaren Frequenzbereich und die Marktverfügbarkeit des Schaltkreises geachtet werden. Als Lokaloszillator kann auch hier wieder die bereits vorhandene DDS-Baugruppe eingesetzt werden. Die integrierten Demodulatoren benötigen, wie bereits auch die Modulatoren, die doppelte Lokaloszillatorfrequenz, was für den verwendeten DDS-Schaltkreis mit seiner maximalen Ausgangssignalfrequenz von ca. 500 MHz somit kein Problem darstellt.

Auch beim Empfänger wäre wieder eine Realisierung mit digitalem Basisband und Eingriff in die Empfängersoftware (DReaM) sowie mit digitalen Signalprozessoren denkbar. Dem gegenüber steht allerdings, dass diese Geräte in großer Menge zu einem günstigen Preis verfügbar sein sollen. Es muss hier also genau abgewogen werden, ob sich der Entwicklungsaufwand bei einer digitalen Umsetzung gegenüber dem relativ einfachen Aufbau in Analogtechnik auszahlt. Für den ausschließlichen Einsatz in der Lehre wäre der analoge Empfänger auf Grund des wesentlich geringeren Entwicklungsaufwandes jedoch definitiv die bessere Wahl.

6 Zusammenfassung und Ausblick

Die Europäische Kommission schlägt vor, den terrestrischen Rundfunk bis 2012 komplett auf digitale Modulationsverfahren umzustellen. Deutschland hatte zunächst geplant, den analogen Rundfunk bis 2010 komplett abzuschalten [14]. DRM hat sich durch den Kampf um Marktanteile von einem Nischenprodukt mit DRM+ zu einem harten Konkurrenten des bereits etablierten aber schleppend anlaufenden DAB entwickelt. DRM+ kann dabei einige Vorteile für sich verbuchen. So ist es beispielsweise frequenzökonomischer und erlaubt im Gegensatz zum Konkurrenten eine Koexistenz mit analogen Hörfunkprogrammen auf den bekannten UKW-Frequenzen. Gerade durch diesen Umstand steht einer Einführung im Grunde nichts mehr im Wege. Zur Zeit ist es jedoch noch vollkommen offen, welches Verfahren in Deutschland zum Zuge kommt und durch die uneinheitliche Regulierung des Rundfunks auf Länderebene dürfte diese Entscheidung auch noch auf sich warten lassen.

Im Rahmen dieser Arbeit wurden mehrere Verfahren zur Übertragung digitaler Radiosignale nach dem DRM-Standard besprochen und einige bereits in die Tat umgesetzt. Der Fokus lag dabei auf der Allgemeinzuteilung der Frequenzen im UKW-Bereich seit 2006, wodurch das Aussenden von Radiowellen in diesem Band unter Beachtung einiger Bedingungen möglich wurde. Somit konnte zu Vorführungszwecken eine reale Funkübertragungsstecke aufgebaut werden, ohne eine Genehmigung der Bundesnetzagentur erwirken zu müssen. Unter Laborbedingungen waren mit den entwickelten Geräten bereits stabile Übertragungen möglich. Um dies auch außerhalb des Labors mit mobilen Geräten zu ermöglichen, ist noch eine Neuentwicklung der Steuerung für den DDS-Lokaloszillator notwendig, wobei auf Mikrocontrollertechnik zurückgegriffen werden sollte, um so flexibel wie möglich zu sein. Auch wurde in dieser Arbeit die Verwendung der Quadraturmodulation in Verbindung mit dem Programm DReaM geprüft. Dabei wurde festgestellt, dass diese Art der Modulation vorzugsweise für digitale Signale sinnvoll anzuwenden ist, während die Basisbandsignale im vorliegenden Fall nur analog zur Verfügung stehen. Eine Weiterverarbeitung dieser Signale ist zwar nicht gänzlich ausgeschlossen, sie ist aber senderseitig mit einem sehr hohen Aufwand verbunden, wodurch eine digitale Lösung an Attraktivität gewinnt.

A Anhang

Robustness mode	SDC mode	Länge des Datenfeldes in Bytes					
		Spektrale Belegung					
		0	1	2	3	4	5
A	0	37	43	85	97	184	207
	1	17	20	41	47	91	102
B	0	28	33	66	76	143	161
	1	13	15	32	37	70	79
C	0				68		147
	1				32		72
D	0				33		78
	1				15		38

Tabelle 8: Länge des SDC-Datenfeldes

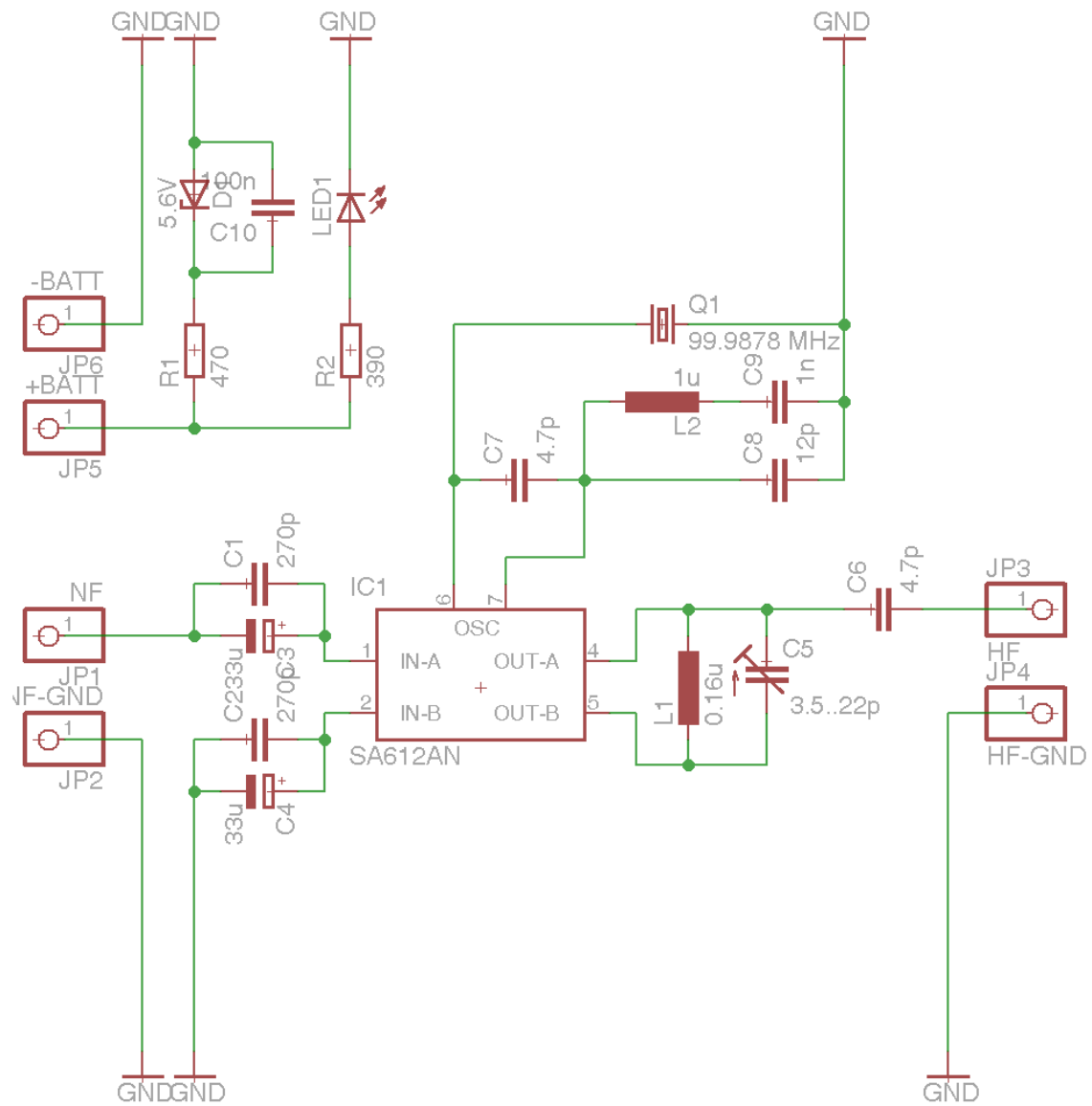


Abbildung 56: Schaltplan des Senders mit ZSB-AM

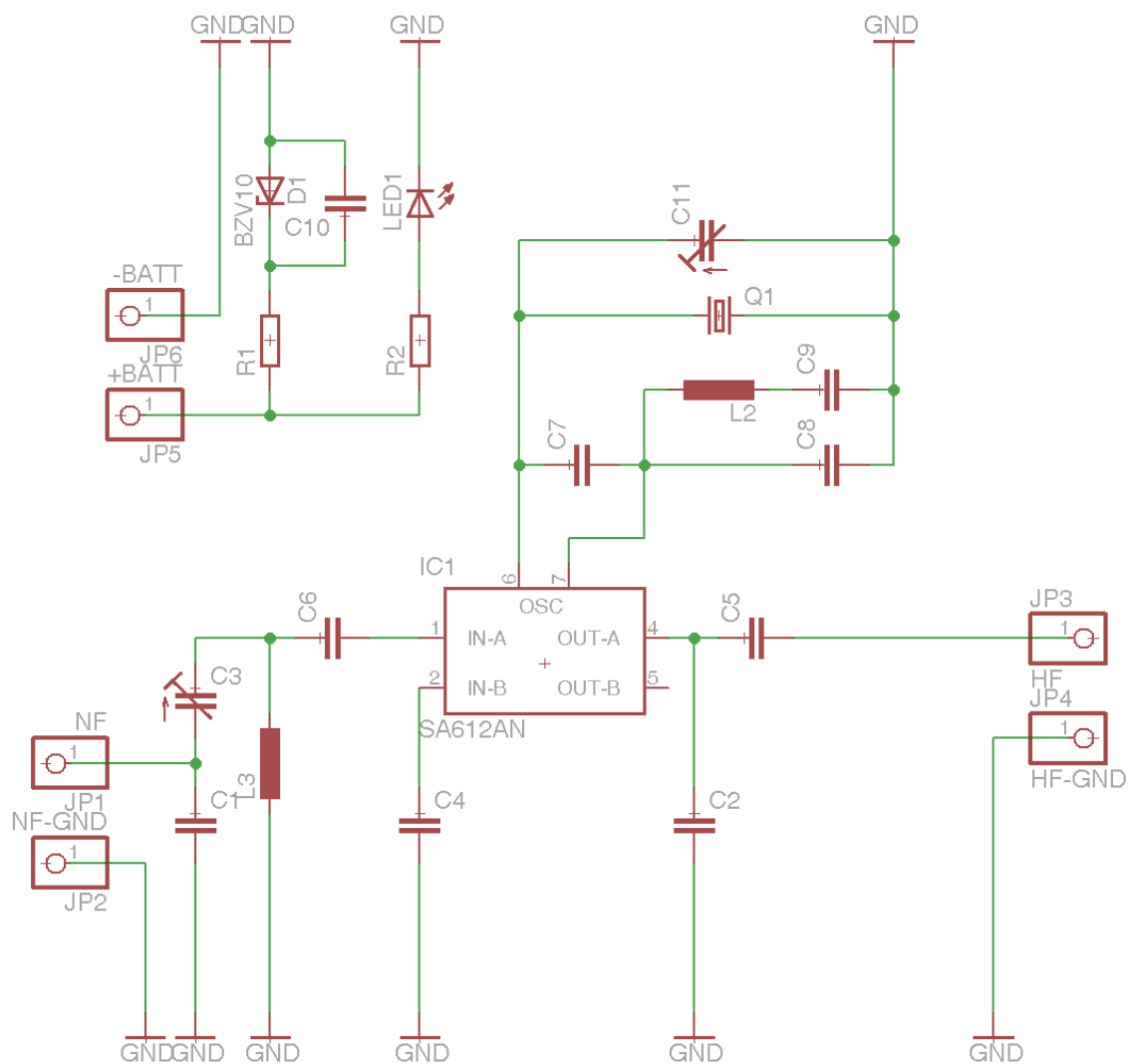


Abbildung 57: Schaltplan des Empfängers mit ZSB-AM

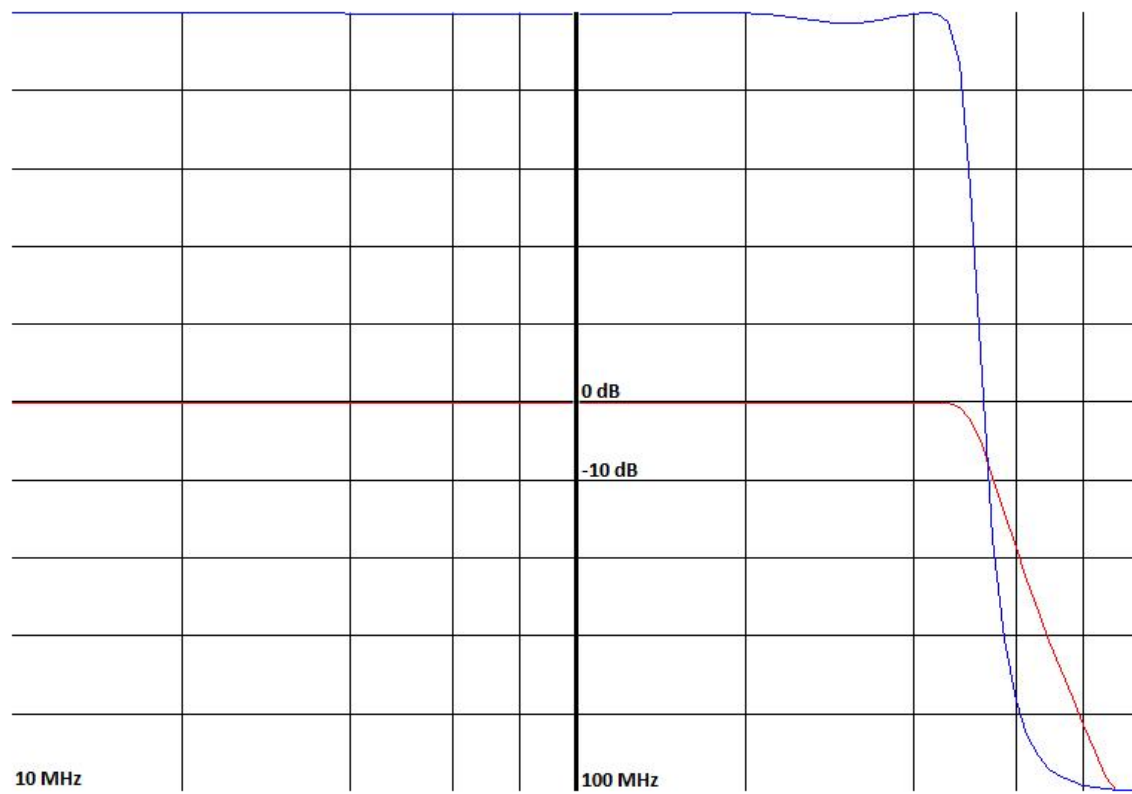


Abbildung 58: Filterkennlinie, RFSim99 (rot: logarithmisch, blau: linear)

Quellen und Literaturverzeichnis

- [1] Wikipedia; <http://www.wikipedia.de> (April 2009)
- [2] Rothammel, Karl: Antennenbuch; 11. überarbeitete und erweiterte Auflage; Militärverlag der DDR Berlin; 1989; ISBN 3-327-00848-5
- [3] Prof. Dr.-Ing. Volker Delpont: Funktechnik; 2006; Hochschule Mittweida (FH)
- [4] Mobile & Wireless; <http://mobilewireless.wordpress.com/2008/03/01/an-overview-of-ofdm/> (April 2009)
- [5] Digital Radio Mondiale (DRM) Systemspezifikation, ETSI ES 201 980 v2.3.1 (Februar 2008)
- [6] IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. 49, No. 3, September 2003
- [7] Deutsches DRM-Forum; http://www.deutsches-drm-forum.de/html/drm_.html (April 2009)
- [8] DRM und DRM+ eine Übersicht; Detlef Pagel (Februar 2008)
- [9] DRM+-Feldversuch 2008 in Kaiserslautern, http://www.fh-kl.de/~drm/versuch_2008.htm (April 2009)
- [10] Einseitenband und Restseitenband-Modulationen, http://www.diru-beze.de/modulationen/skripte/SuS_W0506/SSB_VSB_Modulation_WS0506.pdf (04/09)
- [11] Mischer: Grundlagen und ausgewählte Techniken, Ingo, DF1VH (2004)
- [12] IT-Wissen Online Lexikon, <http://www.itwissen.info/definition/lexikon/direct-digital-synthesis-DDS-Direkte-digitale-Synthese.html> (April 2009)
- [13] Hans Bürkle (Hrsg.); Grundlagen der Funktechnik; R. v. Decker; 1989; ISBN 3-768-51688-1
- [14] Heise Newsticker; <http://www.heise.de/newsticker/Europaeische-Kommission-draengt-zum-Umstieg-auf-digitalen-Rundfunk-/meldung/59858> (Mai 2005)

Erklärung

Hiermit versichere ich, die vorliegende Arbeit selbständig und ohne fremde Hilfe angefertigt zu haben. Die verwendete Literatur und sonstige Hilfsmittel sind vollständig angegeben.

Mittweida, 19. Mai 2009